

UNIVERSIDAD CARLOS III DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR  
DEPARTAMENTO DE TECNOLOGÍA ELECTRÓNICA

---

**Diseño y caracterización de sistemas  
optoelectrónicos de comunicaciones  
basados en fibra óptica**

---

PROYECTO FIN DE CARRERA  
INGENIERÍA TÉCNICA INDUSTRIAL: ESPECIALIDAD  
ELECTRÓNICA INDUSTRIAL

Autor: Alfonso García Rodríguez  
Director: Cristina de Dios Fernández

25 de febrero de 2011



# Índice general

<b>1. Introducción</b>	<b>11</b>
<b>2. Dispositivos Optoelectrónicos</b>	<b>13</b>
2.1. Fotoemisores	13
2.1.1. Light Emitting Diodes (LEDs)	13
2.1.1.1. Funcionamiento y construcción de un LED	13
2.1.1.2. Heterouniones	14
2.1.1.3. Formas de acoplo a una fibra	16
2.1.1.4. Características de un LED	16
2.1.2. LASER	17
2.1.2.1. Efecto LASER	18
2.1.2.2. Láseres de semiconductor	19
2.1.2.3. Láser Fabry-Perot	19
2.1.2.4. Vertical Cavity Surface Emitting Laser (VCSEL)	21
2.1.2.5. Modelado en señal LASER Semiconductor	23
2.2. Fotodetectores	24
2.2.1. Fotodiodos	24
2.2.1.1. Uniones P-N	25
2.2.1.2. EL fotodiodo PIN	25
2.2.1.3. Fotodiodos de avalancha (Avalanche PhotoDiode APD)	26
2.2.2. Modelado en señal Fotodiodo	28
<b>3. Fibra óptica y sistemas de comunicación</b>	<b>31</b>
3.1. Introducción	31
3.2. Fibra óptica	31
3.2.1. Tipos de fibra	32
3.2.1.1. Índice de refracción	32
3.2.1.2. Modos de propagación	33
3.2.1.3. Composición	34
3.2.2. Problemas al transmitir señales ópticas	35
3.2.2.1. Atenuación	35
3.2.2.2. Dispersión	36
3.2.2.3. Comportamiento no lineal	40
3.2.3. Técnicas para compensar limitaciones	40
3.2.3.1. Compensar la atenuación	40
3.2.3.2. Compensar la dispersión cromática	41
3.3. Sistemas basados en fibra óptica	41

3.3.1.	Sistemas de transmisión punto a punto . . . . .	42
3.3.1.1.	Sistemas de un solo canal . . . . .	42
3.3.1.2.	Sistemas de un solo canal con amplificación óptica . . . . .	42
3.3.1.3.	Superposición de sistemas en un solo canal (WDM Systems) . . . . .	43
3.3.2.	Modulación digital señal óptica . . . . .	44
3.3.2.1.	Modulación por pulsos (OOK) . . . . .	44
3.3.2.2.	Codificación multiestado . . . . .	49
3.3.2.3.	Modulación de frecuencia (FSK) . . . . .	51
3.3.2.4.	Modulación de fase (PSK) . . . . .	51
3.3.3.	Sistemas optoelectrónicos de modulación OOK . . . . .	51
3.3.3.1.	Análisis de los bloques de un transmisor . . . . .	52
3.3.3.2.	Análisis de los bloques de un receptor . . . . .	53
<b>4.</b>	<b>Estudio de plataforma de comunicaciones ópticas para transmisión de datos</b>	<b>55</b>
4.1.	Introducción . . . . .	55
4.2.	Transmisores ópticos: driver modulación LASER . . . . .	55
4.2.1.	Estudio comparativo de circuitos básicos de modulación digital . . . . .	57
4.2.1.1.	Driver emisor común . . . . .	57
4.2.1.2.	Driver diferencial . . . . .	58
4.2.1.3.	Driver diferencial con buffer de entrada . . . . .	60
4.2.2.	Interfaz driver diodo láser . . . . .	61
4.2.2.1.	Estructura de salida en un driver diferencial . . . . .	62
4.3.	Receptores ópticos: etapa de preamplificación . . . . .	66
4.3.1.	Circuitos de preamplificadores de transimpedancia . . . . .	67
4.4.	Conclusiones . . . . .	69
<b>5.</b>	<b>Caracterización experimental de la plataforma de comunicaciones</b>	<b>71</b>
5.1.	Introducción . . . . .	71
5.2.	Dispositivos optoelectrónicos . . . . .	71
5.2.1.	Láser Fabry-Perot 1300nm . . . . .	72
5.2.1.1.	Caracterización estática . . . . .	72
5.2.2.	Láser VCSEL 850nm . . . . .	76
5.2.2.1.	Caracterización estática . . . . .	77
5.2.3.	Fotodiodo PIN FU39PD . . . . .	78
5.2.3.1.	Caracterización estática . . . . .	79
5.2.3.2.	Caracterización dinámica . . . . .	81
5.2.4.	Conclusiones . . . . .	85
5.3.	Plataforma 155Mbps Maxim de referencia . . . . .	85
5.3.1.	Caracterización dinámica . . . . .	86
5.4.	Driver modulación LASER . . . . .	86
5.4.1.	Driver Emisor-Común . . . . .	87
5.4.1.1.	Caracterización dinámica . . . . .	88
5.4.2.	Driver diferencial . . . . .	89
5.4.2.1.	Caracterización estática . . . . .	90
5.4.2.2.	Caracterización dinámica . . . . .	90
5.4.3.	Driver diferencial de dos etapas . . . . .	93

5.4.3.1.	Caracterización estática . . . . .	94
5.4.3.2.	Caracterización dinámica . . . . .	94
5.4.4.	Driver diferencial, diseño PCB con técnicas AF . . . . .	96
5.4.4.1.	Caracterización estática . . . . .	98
5.4.4.2.	Caracterización dinámica . . . . .	98
5.4.5.	Conclusiones . . . . .	99
5.5.	Preamplificador . . . . .	100
5.5.1.	Preamplificador una etapa Emisor-Común . . . . .	101
5.5.1.1.	Caracterización estática . . . . .	101
5.5.1.2.	Caracterización dinámica . . . . .	102
5.5.2.	Preamplificador dos etapas CC-EC . . . . .	105
5.5.2.1.	Caracterización estática . . . . .	105
5.5.2.2.	Caracterización dinámica . . . . .	106
5.5.3.	Preamplificador dos etapas EC-CC . . . . .	108
5.5.3.1.	Caracterización estática . . . . .	108
5.5.3.2.	Caracterización dinámica . . . . .	109
5.5.4.	Conclusiones . . . . .	112
5.6.	Ancho de banda sistema completo . . . . .	113
<b>6.</b>	<b>Conclusiones generales</b>	<b>115</b>
6.1.	Trabajo futuro . . . . .	116
<b>A.</b>	<b>Consideraciones generales para el diseño en Altas Frecuencias</b>	<b>117</b>
A.1.	Importancia del diseño de los circuitos impresos . . . . .	117
A.1.1.	Efecto Capacitivo o capacidad mutua . . . . .	119
A.1.2.	Capacidad introducida por las vías . . . . .	119
A.1.3.	Inductancia o efecto bobina en las vías . . . . .	120
<b>B.</b>	<b>Diseño Fuentes de corriente para el transmisor</b>	<b>123</b>
B.1.	Influencia de la temperatura en espejos de corriente . . . . .	123
B.2.	Cálculo de las corrientes de polarización . . . . .	124
B.2.1.	Espejo de corriente . . . . .	125
B.2.2.	Espejo de corriente con resistencia de emisor . . . . .	126
<b>C.</b>	<b>Presupuesto</b>	<b>129</b>



# Índice de figuras

2.1. Energía de bandgap. . . . .	14
2.2. LED de unión p-n simple. . . . .	14
2.3. LED de doble heterounión. . . . .	15
2.4. Bandas de energía en una doble heterounión. . . . .	15
2.5. Acoplos a una fibra. . . . .	16
2.6. Emisión estimulada. . . . .	19
2.7. Filtro Fabry-Perot. . . . .	19
2.8. Ejemplos de resonancia. . . . .	20
2.9. Modos en una cavidad láser Fabry-Perot. . . . .	21
2.10. Modos típicos en un láser Fabry-Perot. . . . .	21
2.11. Estructura de un láser VCSEL. . . . .	22
2.12. Circuito equivalente para el encapsulado de un diodo láser. . . . .	23
2.13. Estructura de un fotodiodo PIN. . . . .	25
2.14. Circuito equivalente de un fotodiodo PIN. $P_s$ es la potencia óptica instantánea, y $I_{oscuridad}$ es la corriente de oscuridad. . . . .	25
2.15. Estructura de un fotodiodo APD. . . . .	26
2.16. Circuito equivalente de un fotodiodo APD. $P_s$ es la potencia óptica instantánea, y $I_{oscuridad}$ es la corriente de oscuridad. . . . .	27
2.17. Circuito simplificado equivalente del fotodiodo más carga resistiva. . . . .	29
3.1. Propagación de rayos de luz en el interior de una fibra óptica. . . . .	32
3.2. Apertura numérica. . . . .	32
3.3. Fibra monomodo y multimodo . . . . .	33
3.4. Gráfica dispersión y atenuación en fibra óptica. . . . .	36
3.5. Corte transversal del núcleo de una fibra óptica en la que se aprecian dos casos de geometría: circular y elíptica. . . . .	38
3.6. Esquema de propagación de dos modos de polarización en una fibra óptica birrefringente. . . . .	39
3.7. Propagación de un pulso de luz a través de varios segmentos con ejes de birrefringencia de diferente orientación. . . . .	40
3.8. Amplificación de señal óptica por medio de optoamplificadores. . . . .	41
3.9. Compensar dispersión cromática por medio de fibras DCF. . . . .	41
3.10. Diagrama de bloques básico de un sistema de comunicación óptico. . . . .	42
3.11. Diagrama de bloques de un sistema de un solo canal. . . . .	42
3.12. Diagrama de bloques de un sistema amplificado de un solo canal. . . . .	43
3.13. Diagrama de bloques de un sistema WDM genérico de $n$ canales. . . . .	44
3.14. Ejemplo de codificación NRZ. . . . .	45
3.15. Diagrama de bloques del algoritmo DPLL. . . . .	46

3.16. Ejemplo de codificación NRZI. . . . .	47
3.17. Codificación RZ. . . . .	48
3.18. Codificación de 2 bits en $2^2$ estados. . . . .	49
3.19. Codificación doble binaria (2 bits en 3 estados) . . . . .	50
3.20. Diagrama de bloques de un sistema óptico con enlace de fibra. . . . .	52
3.21. Diagrama de bloques general del circuito transmisor. . . . .	52
3.22. Diagrama funcional de un driver con corriente de bias acoplada en DC. . . . .	53
3.23. Diagrama de bloques general de un receptor óptico. . . . .	54
4.1. Funcionalidad de un driver como modulador de pulsos digitales. . . . .	56
4.2. Driver de una etapa en emisor común. . . . .	57
4.3. Driver CML montado en PCB con transistores de AF. . . . .	59
4.4. Etapa diferencial con buffer de entrada. . . . .	61
4.5. Detalle del buffer de entrada. . . . .	61
4.6. Etapa de salida en un driver diferencial. . . . .	62
4.7. Etapa de salida en un driver diferencial acoplado en DC al láser. . . . .	63
4.8. Etapa de salida en un driver diferencial acoplado en AC al láser. . . . .	64
4.9. Esquema electrónico para convertir la corriente del fotodetector en tensión. . . . .	66
4.10. Amplificador de transimpedancia para una etapa de preamplificación óptica. . . . .	67
4.11. Amplificador óptico realimentado con topología paralelo-paralelo. . . . .	68
4.12. Equivalente en pequeña señal del esquema de la figura 4.11. . . . .	68
5.1. Circuito simplificado equivalente para un diodo láser. . . . .	73
5.2. Caracterización estática de láser y fotodiodo. . . . .	74
5.3. Curva optoelectrónica láser FU-427SLD. . . . .	74
5.4. $I_{th}$ en función de la temperatura para el láser FU-427SLD. . . . .	75
5.5. Curva optoelectrónica fotodiodo monitor láser FU-427SLD. . . . .	76
5.6. Caracterización estática de láser VCSEL HFE4080-32X. . . . .	77
5.7. Curva optoelectrónica láser VCSEL HFE4080. . . . .	78
5.8. Evolución de la corriente umbral láser HFE4080. . . . .	78
5.9. Curva optoelectrónica fotodiodo FU-39PD. . . . .	79
5.10. Pot(mW) vs. I(mA) (-40°C) . . . . .	80
5.11. Pot(mW) vs. I(mA) (-20°C) . . . . .	80
5.12. Pot(mW) vs. I(mA) (0°C) . . . . .	80
5.13. Pot(mW) vs. I(mA) (20°C) . . . . .	80
5.14. Pot(mW) vs. I(mA) (40°C) . . . . .	81
5.15. Pot(mW) vs. I(mA) (60°C) . . . . .	81
5.16. Pot(mW) vs. I(mA) (80°C) . . . . .	81



5.17. Caracterización dinámica de láser y fotodiodo. . . . .	82
5.18. $R_f = 108,4\Omega$ . . . . .	83
5.19. $R_f = 198,2\Omega$ . . . . .	83
5.20. $R_f = 293,8\Omega$ . . . . .	83
5.21. $R_f = 428\Omega$ . . . . .	83
5.22. $R_f = 554\Omega$ . . . . .	84
5.23. $R_f = 672\Omega$ . . . . .	84
5.24. $R_f = 806\Omega$ . . . . .	84
5.25. $R_f = 992\Omega$ . . . . .	84
5.26. $R_f = 1,184k$ . . . . .	84
5.27. Experimento con plataforma Maxim de 155Mbps en cámara climática. . . . .	86
5.28. Driver de una etapa en emisor común. . . . .	87
5.29. Señales en la base de $Q_1$ con y sin $C_1$ . . . . .	88
5.30. Señales de corriente en el láser con y sin $C_1$ . . . . .	88
5.31. Driver CML montado en PCB con transistores de AF. . . . .	89
5.32. Formas de onda de corriente de modulación por el láser a 1 y 11Mhz. . . . .	90
5.33. Fotografía del circuito en PCB. . . . .	91
5.34. Influencia de los pulsos de entrada sobre la corriente $I_{mod}$ . . . . .	91
5.35. Láser descompensado ( $C_{comp} = 22pF$ ). . . . .	92
5.36. Láser compensado ( $C_{comp} = 47pF$ ). . . . .	92
5.37. Láser sobrecompensado ( $C_{comp} = 68pF$ ). . . . .	92
5.38. Esquema eléctrico, usado en la práctica, del driver diferencial con buffer de entrada. . . . .	93
5.39. Fotografía del diseño en PCB. . . . .	94
5.40. Medidas tomadas en el driver. Buffer de entrada (a), etapa CML de salida (b). . . . .	95
5.41. Salidas de los dos driver construidos hasta el momento. Ambos tra- bajando a 20Mhz (a), a 2Mhz (b). . . . .	95
5.42. Señal eléctrica entre ánodo y cátodo del láser (arriba). Señal que sale de la etapa receptora (abajo). . . . .	96
5.43. Driver diferencial construido en PCB con técnicas de AF. . . . .	97
5.44. Fotografía del diseño en PCB. . . . .	97
5.45. Señales obtenidas con el driver a 77,5Mhz. Tensión en resistencia 13 $\Omega$ en lugar del láser (a). Con láser FU-427SLD-F1 (b). . . . .	98
5.46. Señales obtenidas en el sistema transmisor-receptor híbrido. . . . .	99
5.47. Amplificador óptico realimentado con topología paralelo-paralelo. . . . .	101
5.48. Curva tensiones de polarización en función de $R_f$ . . . . .	102
5.49. $R_f = 1K\Omega$ . . . . .	103
5.50. $R_f = 820\Omega$ . . . . .	103
5.51. $R_f = 330\Omega$ . . . . .	103
5.52. $R_f = 200\Omega$ . . . . .	103
5.53. $R_f = 120\Omega$ . . . . .	104
5.54. $R_f = 100\Omega$ . . . . .	104
5.55. Cable SMA 50 $\Omega$ . . . . .	104
5.56. Sonda osciloscopio 100K $\Omega$ . . . . .	104
5.57. Preamplificador monoetapa aislado por condensador. . . . .	105
5.58. Señal de salida del montaje en placa de pruebas basado en el esque- ma de la figura 5.57. . . . .	105

5.59. Amplificador óptico realimentado con topología paralelo-paralelo. . . . .	105
5.60. Señal $V_e$ sin efecto de carga de la etapa amplificadora . . . . .	106
5.61. Señal $V_e$ con efecto de carga de la etapa amplificadora . . . . .	106
5.62. Señal $V_{c1}$ sin efecto de carga de la segunda etapa . . . . .	106
5.63. Señal $V_{c1}$ con efecto de carga de la segunda etapa . . . . .	106
5.64. Señal $V_{c2}$ a la salida . . . . .	107
5.65. Señal de salida (colector de $T_2$ ) en el esquema de la figura 5.59. Montaje en placa PCB. . . . .	107
5.66. Fotografía preamplificador esquema figura 5.59. . . . .	108
5.67. Preamplificador de transimpedancia EC-CC con doble realimentación. . . . .	108
5.68. Señal de salida obtenida en el preamplificador de la figura 5.67 en placa de pruebas. . . . .	109
5.69. Fotografía preamplificador esquema figura 5.67. . . . .	109
5.70. Trenzado de los cables de alimentación del circuito. . . . .	110
5.71. Filtro bias-T entre alimentación y circuito. . . . .	110
5.72. Medida del $t_r$ en el preamplificador. . . . .	110
5.73. Señal de salida obtenida en el preamplificador de la figura 5.67 mon- tado en PCB (sin filtro bias-T). . . . .	111
5.74. Señal de salida trenzando los cables de alimentación. Se obtiene cierta inmunidad al ruido pero aparece una distorsión fija en la señal de salida. . . . .	111
5.75. Salida obtenida con filtro bias-T en la alimentación ( $L = 250\mu H$ , $C = 10nF$ , $f_c = 100Mhz$ ) . Aparece cierta distorsión a la salida, la inmunidad al ruido es absoluta. . . . .	111
5.76. Salida obtenida con filtro bias-T en la alimentación ( $L = 250\mu H$ , $C = 3,3pF$ , $f_c = 5,5Mhz$ ). La distorsión es aceptable y la inmu- nidad al ruido buena. . . . .	112
5.77. Experimento con analizador de redes. . . . .	113
5.78. Ancho de banda driver diferencial + amplificador transimpedancia . . . . .	114
5.79. Pérdidas de retorno a la salida del receptor óptico. . . . .	114
A.1. Geometría microstrip. . . . .	117
A.2. Geometría coplanar. . . . .	118
A.3. Vias para conectar el condensador de bypass en un circuito integrado. . . . .	120
B.1. Espejo de corriente (a) y su comportamiento en la cámara (b). . . . .	123
B.2. Espejo de corriente (a) y su comportamiento en la cámara (b). . . . .	124
B.3. Espejo de Corriente. Ambos transistores son idénticos, debido a que están sobre el mismo sustrato en el encapsulado del BCV61. . . . .	125
B.4. Espejo de Corriente con resistencias de emisor. Como antes, ambos transistores son idénticos, debido a que están sobre el mismo sus- trato en el encapsulado del BCV61. Si $R_1 = R_2$ funciona como un <i>espejo</i> , con $R_1 > R_2$ se comporta como una Widlar. . . . .	126

# Capítulo 1

## Introducción

La industria de las telecomunicaciones experimenta constantes cambios, la mayoría de ellos se centran en incrementar la capacidad de transmisión de datos de los sistemas de comunicaciones. A mediados de 1960 se introduce el uso de las fibras ópticas junto al uso de los tradicionales cables de cobre y ondas de radio, poco a poco la fibra va desplazando al cable y se convierte en uno de los dos principales medios de transmisión de datos, junto a las ondas de radio [1]. La necesidad de mayor ancho de banda surge del rápido crecimiento de Internet, del uso de redes de alta velocidad en los entornos corporativos, las instituciones públicas, hospitales, entornos industriales, sistemas aeronáuticos, sistemas aeroespaciales y, en general, en todo tipo de sistemas informáticos y electrónicos donde se maneja y distribuye gran cantidad de información.

La presencia, cada vez mayor, de la fibra óptica en las comunicaciones y la necesidad de mayor ancho de banda es el motivo por el que surge este trabajo. Este proyecto se va a centrar en crear una metodología de diseño para la construcción de sistemas, basados en componentes electrónicos convencionales, que aprovechen las ventajas que ofrece la fibra óptica. En este proyecto se persiguen dos objetivos:

- Construir y caracterizar un sistema de comunicaciones optoelectrónico completo con componentes discretos genéricos, activos y pasivos, para trabajar en cualquier entorno sin pérdida de rendimiento. Además el sistema electrónico debe tener una respuesta en frecuencia suficientemente elevada, que saque provecho del ancho de banda que ofrecen la fibra y los dispositivos ópticos semiconductores.
- Identificar los problemas que aparecen en los diseños electrónicos, basados en componentes convencionales, cuando se trabaja a frecuencias elevadas (Mhz).

Para alcanzar los dos objetivos mencionados, es necesario:

- Introducir, de forma teórica, los factores que limitan el comportamiento y el ancho de banda de un sistema óptico completo. Limitaciones de las fibras ópticas, ancho de banda de los circuitos electrónicos y limitaciones de los dispositivos semiconductores optoelectrónicos.
- Caracterizar dispositivos semiconductores, diodo láser y fotodiodo. Centrándose en como afecta a los semiconductores las variaciones de temperatura ambiente. Esto es importante porque el sistema se plantea para un uso

genérico, donde tienen cabida entornos en los que se trabaja en condiciones climatológicas adversas: temperaturas extremas y altos índices de humedad.

- Caracterizar la electrónica necesaria para implementar módulos de transmisión y recepción de datos, haciendo énfasis en el ancho de banda de los diseños.

En este trabajo se presenta un estudio de todos los componentes que forman una red óptica de transmisión de datos y de los factores que limitan su comportamiento y capacidad de transmisión. El proyecto se divide en dos partes: una teórica y otra experimental. En la parte teórica se estudia la fibra óptica, los dispositivos optoelectrónicos, los sistemas optoelectrónicos, los transmisores y los receptores de datos. En la parte experimental se caracterizan diversos dispositivos optoelectrónicos y se proponen diseños (basados en componentes electrónicos convencionales) de los módulos encargados de transmitir y recibir datos. Este documento se divide en 6 capítulos:

**Capítulo 1, Introducción** Introducción y objetivos de este proyecto.

**Capítulo 2, Dispositivos optoelectrónicos** Introducción a los dispositivos optoelectrónicos. Características de los dispositivos semiconductores que funcionan como fuentes ópticas (láser y LED) y características de los dispositivos que sirven como fotodetectores (fotodiodos PIN y APD)

**Capítulo 3, Sistemas de comunicación y fibra óptica** Exposición general de los principales componentes de un sistema de comunicaciones y descripción de los diferentes bloques que forman la transmisión, el medio de transmisión y la recepción. Introducción a las fibras ópticas, tipos de fibras, limitaciones de uso y técnicas para compensar dichas limitaciones.

**Capítulo 4, Transmisores y receptores ópticos** Estudio de la electrónica que forma el bloque transmisor optoelectrónico y el bloque de receptor.

**Capítulo 5, Caracterización** Caracterización de los dispositivos optoelectrónicos que sirven como base para el posterior diseño de la electrónica asociada.

Caracterización de prototipos electrónicos, basados en componentes discretos, propuestos para el bloque de transmisión de datos.

Caracterización de prototipos electrónicos, basados en componentes discretos, propuestos para el bloque de la recepción de datos.

Caracterización del sistema completo, compuesto por el bloque transmisor y el bloque receptor.

**Capítulo 6** Conclusiones y trabajo futuro.

# Capítulo 2

## Dispositivos Optoelectrónicos

### 2.1. Fotoemisores

#### 2.1.1. Light Emitting Diodes (LEDs)

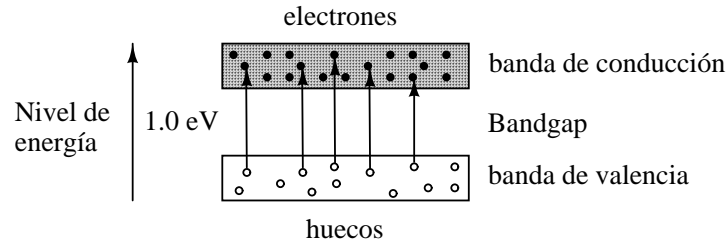
La gran mayoría de dispositivos optoelectrónicos utilizados en comunicaciones que se usan en la actualidad están contruidos a base de materiales semiconductores. Los diodos LED, aunque son más simples, tienen muchas cosas en común con los diodos láser. Por este motivo esta sección se dedica a explicar como funcionan y como están contruidos físicamente.

Un diodo LED está formado por una unión p-n de materiales semiconductores, como cualquier diodo convencional. Su comportamiento es exactamente idéntico a de un diodo común, cuando se aplica una diferencia de potencial en la unión p-n que hace que la zona p sea más positiva que la zona n se produce un flujo de corriente de electrones y huecos, polarización directa (Fordward Bias). Cuando la diferencia de potencial es inversa no se produce corriente alguna, polarización inversa (Reverse Bias).

Para explicar como un LED de semiconductor es capaz de emitir luz, explicaremos lo que sucede cuando el material semiconductor se polariza en directa. Hemos dicho que en directa el polo positivo del campo aplicado a la unión semiconductor debe estar aplicado en la zona p y el polo negativo en la zona n. Esto hace que genere una corriente de electrones y huecos a través del material semiconductor, esta corriente implica una recombinación de electrones y huecos. Cuando se produce una recombinación electrón-hueco se genera un fotón cuya energía depende del tipo de material semiconductor. Este fenómeno es conocido como Injection Luminescence. Si se eligen de manera adecuada los materiales con los que se construirá el diodo LED se pueden conseguir emisiones de luz visible.

##### 2.1.1.1. Funcionamiento y construcción de un LED

Como hemos mencionado anteriormente la forma normal de operación con un LED es polarizando en directa la unión p-n de material semiconductor. Cuando los electrones procedentes de la banda de conducción se recombinan con los huecos, pasan a un estado de baja energía (banda de valencia). El exceso de energía (o energía sobrante) se irradia en forma de energía electromagnética, que dependiendo de su longitud de onda puede ser luz visible. La figura 2.1 ilustra este proceso.



**Figura 2.1** Energía de bandgap.

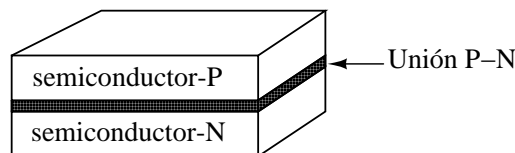
La longitud de onda emitida por un LED es inversamente proporcional a la energía de bandgap (bandgap energy). La relación entre la longitud de onda del fotón emitido y su energía puede escribirse como:

$$\lambda = \frac{h \cdot c}{\varepsilon_{ph}} = \frac{1,24}{\varepsilon_{ph}(eV)} \quad (2.1)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda en micras,  $h$  la constante de Planck ( $4,14 \times 10^{-15} eV$ ),  $c$  la velocidad de la luz en el vacío ( $3 \times 10^8 ms$ ) y  $\varepsilon$  la energía del fotón en  $eV$ .

#### 2.1.1.2. Heterouniones

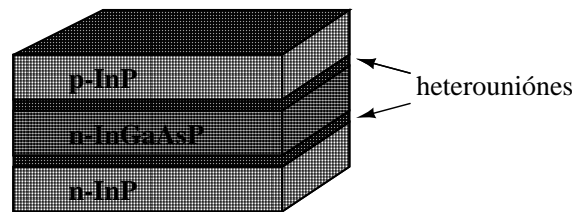
Es relativamente fácil construir uniones p-n de material semiconductor que emitan luz para determinadas longitudes de onda. La dificultad reside en introducir la luz, emitida por la unión, en el interior de una fibra óptica.



**Figura 2.2** LED de unión p-n simple.

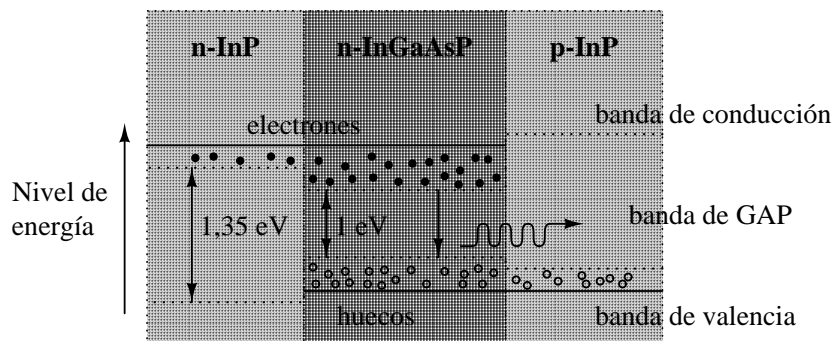
Como se ilustra en la figura 2.2 la unión p-n debe ser muy estrecha, plana y cubrir un área relativamente grande si se quiere producir la mayor cantidad posible de luz. En este tipo de unión la luz es emitida de forma espontánea en todas direcciones, debido a que el material semiconductor es totalmente transparente para las longitudes de onda emitidas. Es muy difícil capturar la mayor parte de la luz emitida en este tipo de uniones para introducirla en el interior de una fibra óptica.

La solución sería producir luz en una zona más reducida y localizada, con mayor intensidad y, de alguna manera, capturar la mayor cantidad de luz posible dentro de una fibra. La heterounión es la solución para este problema. Una heterounión es la unión de dos materiales semiconductores con diferentes energías de bandgap. Una heterounión no es como una unión p-n ordinaria, la diferencia entre las energías de bandgap crea una barrera unidireccional. Los portadores de carga (electrones y huecos) son atraídos desde la barrera de material semiconductor con más alta energía hasta una con menor energía.



**Figura 2.3** LED de doble heterounión.

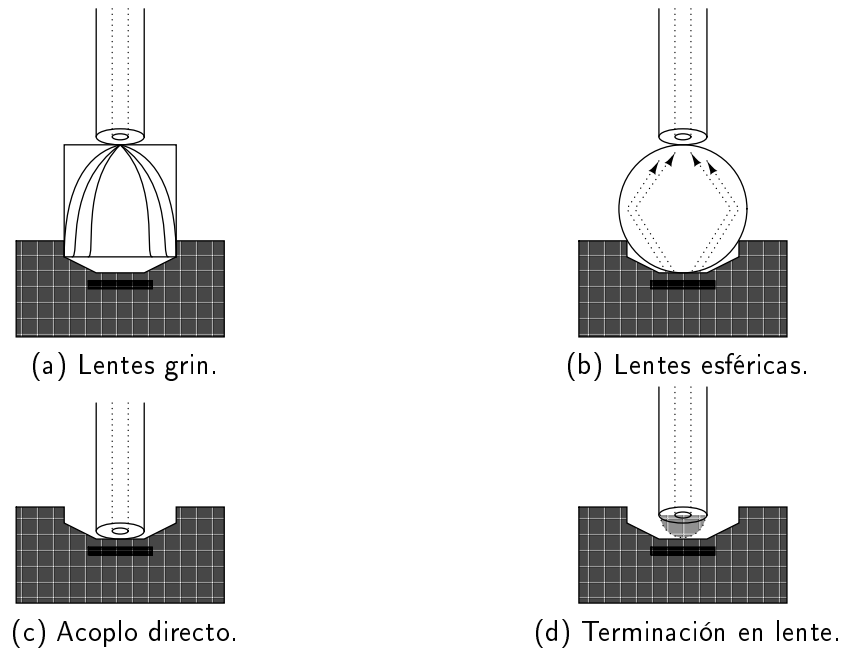
Cuando una capa de material con una determinada energía de bandgap es encerrada entre dos materiales con una energía de bandgap más elevada, se forma una doble heterounión (ver figura 2.3). La doble heterounión forma una barrera que reduce la región donde se produce la recombinación de los pares electrón-hueco en el material con energía de bandgap más baja, esta región es conocida con el nombre de región activa.



**Figura 2.4** Bandas de energía en una doble heterounión.

A modo de ejemplo, en la figura 2.4, se muestra el esquema de una heterounión InP e InGaAsP con diferentes niveles de energía. La parte izquierda es indio y fósforo dopado negativamente (n-InP). La línea de puntos, en la parte inferior, representa el nivel de energía para la banda de valencia. La línea de puntos, en la parte superior, el nivel de energía para la banda de conducción. La parte central representa el material dopado negativamente formado por: indio, galio, arsenio y fósforo (n-InGaAsP).

### 2.1.1.3. Formas de acoplo a una fibra



**Figura 2.5** Acoplos a una fibra.

El proceso de acoplar un LED o un láser a una fibra óptica es la parte más costosa de todo el proceso de manufactura. Cuatro métodos muy comunes se ilustran en la figura 2.5.

1. El uso de lentes de índice gradual, GRaded INdex Lens (GRIN lens) es bastante común. Una lente grin es como usar una fibra de corta longitud con índice gradual, aunque de mayor diámetro. La lente enfoca la luz emitida por el semiconductor justo en la terminación de la fibra.
2. Otro tipo de lentes también bastante usado son las lentes esféricas. Estas lentes son adheridas a la superficie del LED con resina epoxy. El índice de refracción de la resina no puede coincidir con el índice de refracción de la fibra ni del material semiconductor.
3. El acoplo directo está convirtiéndose en un método muy extendido. Consiste en que la terminación de la fibra entre en contacto directo con el material semiconductor que forma el diodo LED.
4. Otro método es pulir la terminación de la fibra óptica de manera que se forme una especie de lente, en la propia terminación, parecida a la de tipo esférico.

### 2.1.1.4. Características de un LED

En el marco de las comunicaciones ópticas las principales características de un LED son las siguientes:



**Bajo coste** Los costes de un diodo LED son muy bajos comparados con los de un diodo láser. Esto puede parecer extraño ya que las estructuras físicas de un diodo LED y un diodo láser no son muy diferentes, además sus costes de manufactura son comparables. La diferencia está en el tipo de fibra que se conecta a cada dispositivo (pigtailling). Normalmente los diodos LED se conectan a fibras multimodo y los láser a fibras monomodo. Conectar un dispositivo semiconductor a una fibra monomodo es más costoso que conectarlo a una fibra multimodo. Que un diodo LED no pueda ser conectado a una fibra monomodo<sup>1</sup> no quiere decir que un láser no pueda conectarse a una fibra multimodo.

**Baja potencia óptica** La potencia óptica que es capaz de emitir un diodo LED es mucho más baja que la de un diodo láser, alrededor de  $100\mu W$ . Recientemente han aparecido unos diodos LEDs capaces de emitir por encima de los  $75mW$ .

**Anchura espectral** Un diodo LED no emite luz con una longitud de onda determinada, su espectro se divide en varias longitudes de onda. Al rango o banda de longitudes de onda emitidas se le llama anchura espectral.

**Luz incoherente** La luz producida por un LED se expande en todas direcciones, no es coherente. Por lo tanto se hace necesario el uso de lentes para enfocar el haz luminoso del LED en la terminación de la fibra. Por esta razón no se usan LEDs para trabajar con fibras monomodo, es muy difícil enfocar la luz en el interior de la fibra.

**Modulación digital** Un diodo LED no es capaz de producir pulsos lo suficientemente cortos como para poder trabajar a velocidades del orden de Gbps. Sin embargo pueden operar a velocidades cercanas a los 300Mbps.

**Modulación analógica** Modular un LED con una señal analógica es muy sencillo, simplemente hay que polarizarlo en directa por encima de la tensión de bandgap para que el semiconductor responda de manera lineal. Esto es una ventaja sobre los diodos láser, ya que para que éstos se comporten de manera lineal hay que modular siempre por encima de la tensión umbral (que varía en función de la temperatura).

### 2.1.2. LASER

LASER es un acrónimo de: Light Amplification by the Stimulated Emission of Radiation. Un láser es, sin duda, el mejor dispositivo fotoemisor que podemos encontrar para el uso en comunicaciones ópticas.

- La luz láser ideal tiene una sola longitud de onda, esto depende mucho de las características a nivel molecular del material usado en la construcción del láser. La luz láser está formada por ondas de tipo electromagnético paralelas y en fase (luz coherente)<sup>2</sup>.

---

<sup>1</sup>Un tipo de LED especial llamado SLD (SuperLuminescent Diode) puede ser usado con fibras monomodo.

<sup>2</sup>Esto en la realidad no es totalmente cierto

- Un láser puede ser modulado de forma muy precisa y controlada, se han conseguido pulsos con longitudes de 0,5 femto segundos ( $10^{-15}$  segundos).
- Con un láser se consiguen potencias de emisión óptica de kilovatios. En el entorno de las comunicaciones ópticas las potencias ópticas de los láseres semiconductores rondan las decenas de mW. Estas potencias ópticas son en muchos casos mayores que las que se consiguen con un diodo LED. Algunos láseres de semiconductor provistos de amplificadores ópticos pueden producir potencias ópticas por encima de los 250mW.
- Como la luz emitida por un láser es coherente se consiguen elevados porcentajes de transferencia de luz al interior de la fibra óptica (50 % a 80 %).

Sin embargo el láser tiene desventajas.

- Un láser es mucho más caro que un LED. La principal causa de su elevado coste es que los láseres usados en aplicaciones para comunicaciones a largas distancias es que necesitan sistemas auxiliares de control de temperatura y potencia óptica. El control de temperatura consiste en mantener al láser trabajando por encima del umbral y el control de potencia óptica en asegurar que el detector vea señales estables.

Para mantener estable la temperatura del láser se usan células basadas en el efecto peltier, se requieren termistores para monitorizar la temperatura del láser.

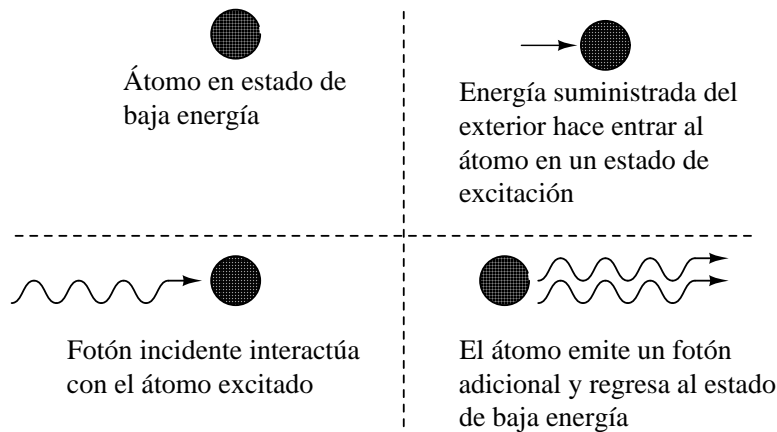
Para monitorizar la potencia óptica emitida por el láser se usan fotodiodos encapsulados junto al propio láser, estos fotodiodos nos dan una medida indirecta de la corriente directa que circula por una láser de semiconductor. Con ayuda de circuitos auxiliares realimentados se puede establecer un control sobre esta corriente directa.

Ambos métodos requieren de electrónica adicional.

- La longitud de onda la luz emitida por un láser es una característica que depende mucho del material usado para su construcción y de su disposición física.
- Modular en amplitud la mayoría de los láser con señales analógicas es difícil ya que la señal óptica de salida no suele ser lineal con la señal de entrada. Es decir las variaciones de amplitud de la señal de entrada no siempre se corresponden con variaciones de amplitud en la señal óptica de salida. Recientes desarrollos en el diseño con láseres han hecho posible la modulación analógica en la práctica. De todas formas, es posible modular un láser con una señal analógica de forma indirecta usando moduladores externos para que el dispositivo trabaje en su zona lineal.

#### 2.1.2.1. Efecto LASER

La clave fundamental de el efecto LASER es el fenómeno de la emisión estimulada. La figura 2.6 muestra las partes involucradas en este fenómeno.



**Figura 2.6** Emisión estimulada.

La característica fundamental que hay que destacar en este raro fenómeno es que cuando el electrón regresa al estado de baja energía (ground state), emite un fotón con las mismas características que el fotón incidente, idéntica longitud de onda, misma fase y dirección. El fotón original estimula la emisión y continúa su camino en la misma dirección y condiciones, acompañado del nuevo fotón emitido.

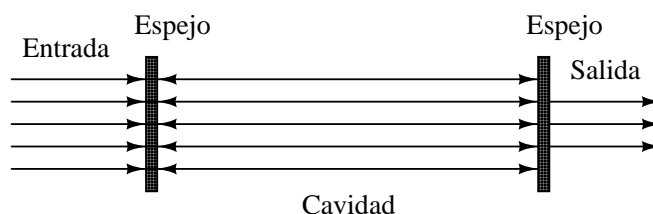
#### 2.1.2.2. Láseres de semiconductor

Un láser de semiconductor es, en esencia, exactamente igual a un diodo LED. Al igual que éste está formado por una unión p-n, la única diferencia es que está realimentado ópticamente. Es decir, un diodo láser es físicamente un diodo LED con realimentación óptica.

El diodo láser más común usado en comunicaciones ópticas es el láser de semiconductor Fabry-Perot, este diodo láser cumple los requisitos de la mayoría de los sistemas ópticos. Sin embargo, debido a que su espectro de emisión es relativamente ancho, su funcionamiento no es óptimo para aplicaciones que requieren transmisión de datos a largas distancias, recepción coherente, o multiplexado en longitud de onda.

#### 2.1.2.3. Láser Fabry-Perot

El láser Fabry-Perot es conceptualmente idéntico a un diodo LED pero con un par de espejos en sus extremos. Los espejos se usan para crear las condiciones necesarias que dan lugar al efecto LASER. El láser Fabry-Perot toma su nombre (y sus principios de operación) por el hecho de que la cavidad entre los espejos actúa como un resonador Fabry-Perot.



**Figura 2.7** Filtro Fabry-Perot.

La figura 2.7 muestra un esquema de funcionamiento de un resonador Fabry-Perot. La luz entra en la cavidad por el espejo parcialmente reflectante de la izquierda y llega hasta el otro espejo parcialmente reflectante de la derecha. Sólo las longitudes de onda que entran en resonancia con la cavidad pueden atravesar los espejos, el resto son atenuadas. Decimos que las longitudes de onda entran en resonancia con la cavidad cuando la distancia entre los espejos es un múltiplo de la mitad de la longitud de onda, estas ondas se refuerzan a sí mismas. Las ondas reflejadas interfieren consigo mismas y acaban destruyéndose.

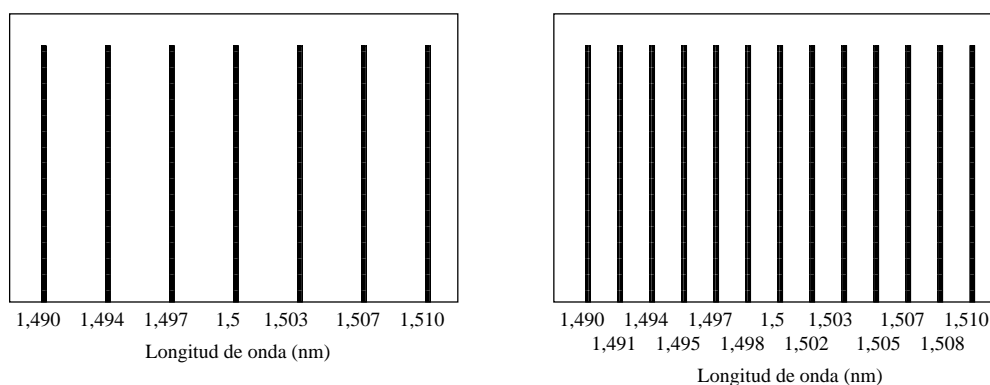
Toda cavidad láser es una cavidad Fabry-Perot. Debemos tener en cuenta que cuando la distancia de la cavidad es demasiado larga comparada con las longitudes de onda de la luz inyectada obtenemos un elevado número de ondas que entran en resonancia perdiéndose las principales características de un filtro Fabry-Perot.

Si consideremos un láser Fabry-Perot que está formado por una cavidad relativamente corta, en relación con la longitud de onda de la luz que produce. Podemos relacionar la longitud de onda de la luz producida con la distancia entre los espejos del filtro mediante la siguiente fórmula:

$$L = \frac{\lambda m}{2n} \quad (2.2)$$

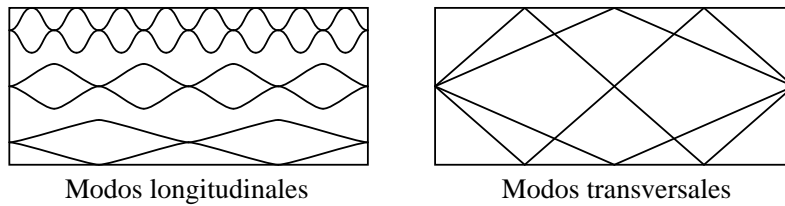
Donde  $L$  es la longitud de la cavidad,  $\lambda$  la longitud de onda,  $m$  un número entero arbitrario y  $n$  el índice de refracción del medio activo.

En la práctica no se puede construir un láser cuya cavidad sea tan corta que la emisión se limite a una sola longitud de onda. Necesitamos espacio en la cavidad para amplificar señal estando únicamente limitados por la densidad de potencia en un área muy pequeña. La longitudes típicas de una cavidad láser están entre las 100 y las 200 micras.



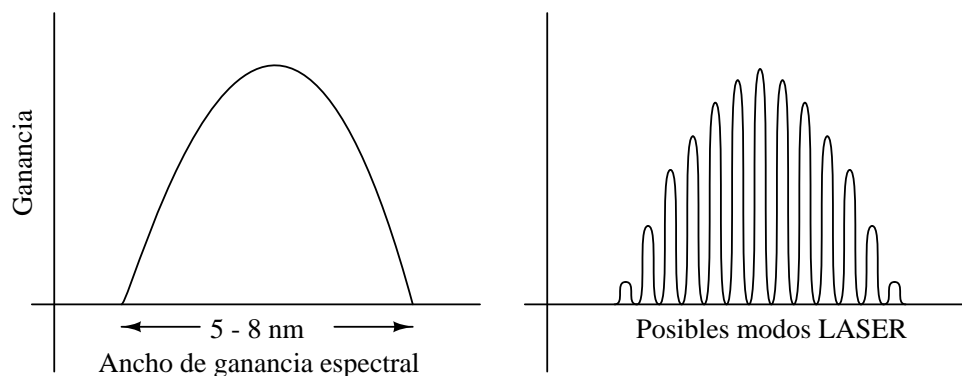
**Figura 2.8** Ejemplos de resonancia.

En la figura 2.8 aparecen dos ejemplos típicos de resonancia. En la izquierda se muestra la solución de la ecuación (2.2) para cavidades por debajo de la 100 micras de longitud, una longitud de onda de 1500 nm y un índice de refracción de 3,45 (InP). En la parte derecha de la figura observamos la misma solución pero para una cavidad de 200 micras de longitud.



**Figura 2.9** Modos en una cavidad láser Fabry-Perot.

La figura 2.9 muestra los modos de resonancia en una cavidad Fabry-Perot. En la izquierda se ilustra el principio de los múltiples modos longitudinales en la cavidad. Podemos obtener el número de longitudes de onda resonantes sabiendo que la longitud de la cavidad resonante es un entero múltiplo de una longitud de onda en concreto. En la derecha de la figura apreciamos otro problema: ¿qué pasa si a lo largo de la longitud de la cavidad aparecen también reflexiones? Como se puede observar se forman modos laterales que además de entrar en resonancia pueden ser laser. Los modos transversales (vertical paths) no pueden existir porque el dispositivo es demasiado estrecho en la dirección vertical como para que éstos se produzcan.

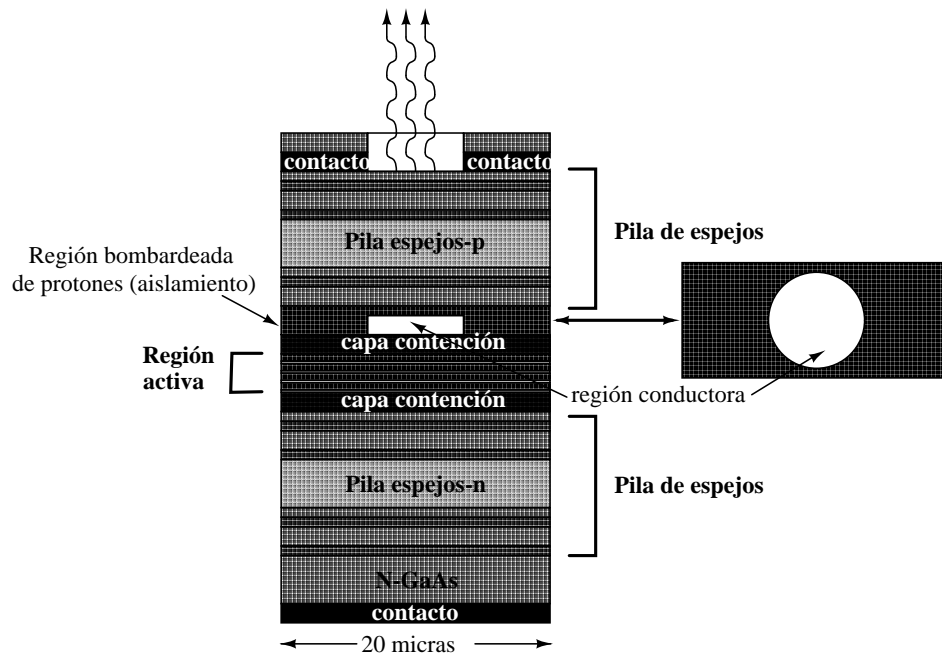


**Figura 2.10** Modos típicos en un láser Fabry-Perot.

El medio laser sólo puede amplificar (experimentar el efecto de la emisión estimulada) sobre un rango de longitudes de onda determinado por las características del material del que ha sido fabricado. En la figura 2.10 (izquierda), se muestra una curva típica de ganancia, a la derecha se muestran los modos de una cavidad FP que serían compatibles con dicho espectro de ganancia

#### 2.1.2.4. Vertical Cavity Surface Emitting Laser (VCSEL)

Los láseres VCSEL, también conocidos como microláseres, se vienen construyendo desde finales de 1970. Sin embargo, no será hasta 1996 cuando empizen a aparecer en el mercado debido a los avances en las técnicas de fabricación.



**Figura 2.11** Estructura de un láser VCSEL.

Cuando se construye un láser se está muy limitado por las características del material y por la tecnología de fabricación del momento. En las secciones anteriores se ha explicado como se construyen láseres de emisión lateral empezando por un sustrato de material semiconductor plano. Hemos visto como añadiendo diferentes capas muy finas de material conseguimos una cavidad resonante de área bastante pequeña. Un láser VCSEL es diferente, en vez de emitir por un lateral la emisión se produce en la superficie, en la parte superior de las diferentes capas de material. Están formados por un elevado número (cerca de 500) de finas capas de material semiconductor. El dispositivo emite luz vertical, a través de las diferentes capas de semiconductor (ver figura 2.11). Como en cualquier otro láser, ambas caras de la región activa terminan en espejos que son la clave de la emisión de luz. Los principales puntos que cabe destacar en un láser VCSEL son los siguientes:

- Los espejos se construyen alternando capas de material con diferente índice de refracción, estos índices se consiguen calculando cuidadosamente el grosor de cada capa.
- Los lados del láser se forman por el corte limpio del material.
- Las dimensiones del láser deben ser tales que impidan cualquier modo lateral. Las dimensiones típicas son alrededor de 12 micras de diámetro para operar en monomodo y 20 micras para multimodo. Se han construido dispositivos capaces de funcionar con diámetros de 3 micras.
- La región activa es muy pequeña comparada con la de otros láseres. De tal manera que los espejos tengan una alta reflexión. Se necesita que los fotones atraviesen muchas veces la región activa para mantener el efecto láser.
- Las potencias ópticas típicas de un VCSEL rondan los milivatios. Estas potencias son ideales para redes de comunicaciones de área local (LAN net-

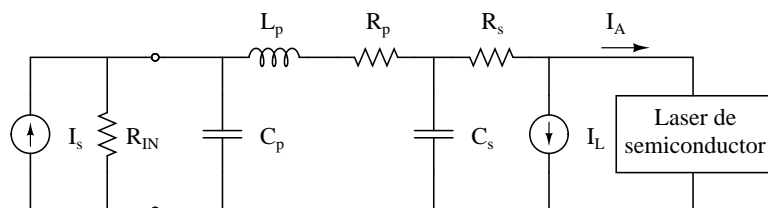
works). La potencia óptica emitida por un LED es mucho menor, haciéndose necesario el uso de fotodetectores PIN de InGaAs. Un láser VCSEL puede transmitir sin problemas en una LAN para fotodetectores de silicio de bajo coste.

- Actualmente un láser VCSEL puede emitir en dos longitudes de onda: 980nm o 850nm.
- Normalmente un láser VCSEL tiene una corriente de umbral muy baja, menor de 5mA. Además su comportamiento en función de la temperatura no es exponencial, como en los láseres Fabry-Perot, lo que simplifica enormemente la electrónica de modulación asociada al dispositivo.
- Los dispositivos son muy estables y no necesitan de fotodiodos monitores para el control de la potencia óptica, por tanto no es necesaria electrónica adicional para implementar un sistema realimentado de control de temperatura.

### 2.1.2.5. Modelado en señal LASER Semiconductor

Hasta ahora no hemos mencionado ninguno de los elementos parásitos debidos tanto al encapsulado como al propio chip del diodo láser [2]. Estos elementos cobrarán importancia cuando modulemos el láser con algún tipo de señal. Los efectos más indeseables son causados por la bobina asociada al encapsulado del dispositivo. Los efectos de esta inductancia deberán ser compensados con una red  $RC$  externa. Dicha red atenúa el overshoot que aparece cuando modulamos el láser con señales pulsantes, es decir, cuando modulamos con señales digitales (profundizaremos más sobre esta red en capítulos posteriores). Este overshoot es un efecto secundario de la inductancia del encapsulado del láser que produce una mala adaptación de impedancias entre la electrónica de modulación (driver) y el diodo láser.

En la figura 2.12 se muestra el circuito equivalente para los elementos parásitos del encapsulado de un láser semiconductor.



**Figura 2.12** Circuito equivalente para el encapsulado de un diodo láser.

La corriente de modulación se representa con  $I_s$ ,  $R_{IN}$  es la resistencias interna del generador, normalmente 50 o 100Ω. Los chips de silicio que forman el diodo laser se conectan al encapsulado por medio de finos hilos de material conductor (bondwire). Uno de los extremos de este hilo va unido al chip, el otro se une a un material cerámico que está en contacto con los terminales del encapsulado. En este último extremo aparece una capacidad que en el esquema de la figura 2.12 llamamos  $C_p$ . El hilo conductor antes mencionado lleva asociadas una inductancia y una resistencia que en el esquema de la figura llamamos  $L_p$  y  $R_p$  ( $L_p$  es la bobina

de la que hemos hablado hace un momento).  $R_s$  es la resistencia que aparece en la unión PN del diodo láser, por último  $I_L$  es la corriente de pérdidas a través de dicha unión.

## 2.2. Fotodetectores

### 2.2.1. Fotodiodos

Los fotodiodos son capaces de convertir la luz directamente en corriente eléctrica debido al efecto fotoeléctrico. Un fotodiodo p-i-n ideal es capaz de transformar un fotón en un electrón de corriente, en la realidad los fotodiodos están lejos de este ideal. Generalmente un fotodiodo produce fotocorrientes muy pequeñas que es necesario amplificar para que los dispositivos electrónicos receptores sean capaces de tratarlas. Los parámetros más importantes que describen a un fotodiodo son los siguientes:

**Responsividad,  $R$**  La corriente de salida del fotodiodo es proporcional a la potencia óptica que recibe, la *responsividad* se usa normalmente para caracterizar la eficiencia del fotodiodo:

$$R = \frac{\text{corriente de salida, } A}{\text{potencia óptica de entrada, } W} \quad (2.3)$$

este parámetro es uno de los más importantes y usados en optoelectrónica, nos indica la cantidad de microamperios de corriente que se generan en el fotodiodo por cada microvatio de potencia radiante que incide sobre el dispositivo.

**Eficiencia cuántica,  $\eta$**  La eficiencia cuántica es adimensional y siempre menor que la unidad. Este parámetro indica la proporción de fotones incidentes que han sido capaces de generar electrones.

$$\eta = \frac{n^\circ \text{ de electrones generados}}{n^\circ \text{ de fotones incidentes}} \quad (2.4)$$

De los dos parámetros vistos anteriormente el más usado en ingeniería, o el que tiene más utilidad práctica, es el de la responsividad, ya que permite, por ejemplo, saber la potencia que incide sobre el dispositivo a partir de la corriente que genera el fotodiodo.

La responsividad,  $R$ , y la eficiencia cuántica,  $\eta$ , están relacionadas, como puede verse en la siguiente expresión:

$$R = \frac{q\eta}{hv} \quad (2.5)$$

donde  $q$  es la carga del electrón y  $v$  es la frecuencia luminosa.

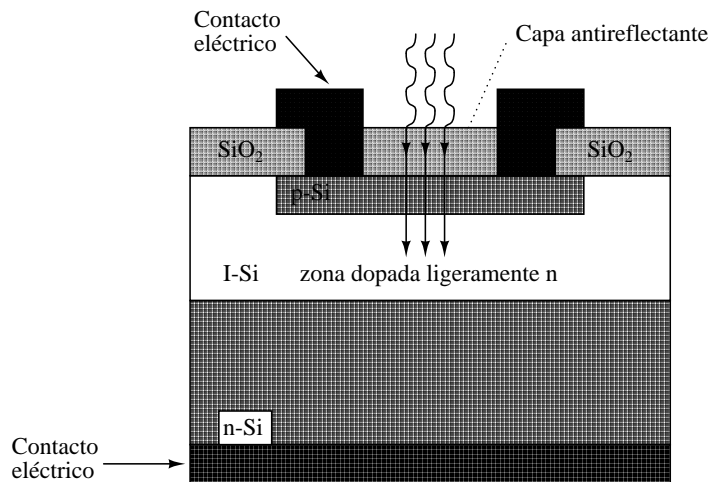


### 2.2.1.1. Uniones P-N

El principio que envuelve a un fotodiodo PIN es simplemente el mismo que experimenta un LED polarizado en inversa. La luz es absorbida en la unión p-n en vez de ser emitida. El gran problema en este caso es que la zona de depleción en la unión p-n es demasiado estrecha, la mayoría de la luz es absorbida mientras transpasa dicha zona el resto se absorbe en la cara opuesta. Los avances tecnológicos han logrado que la mayoría de los pares electrón-hueco que se forman fuera de la unión sean capaces de formar corriente, pero el proceso es demasiado lento como para poder usar estos dispositivos en comunicaciones ópticas.

### 2.2.1.2. EL fotodiodo PIN

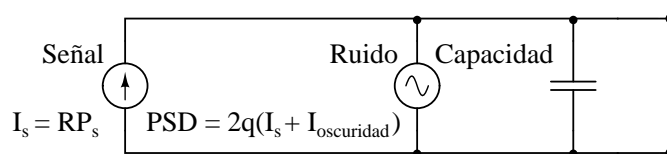
La respuesta para el problema debido a la corta longitud de la zona de unión p-n es hacer esta zona más ancha. La zona de unión se ensancha con material semiconductor ligeramente dopado, a esta zona se le llama zona intrínseca y se encuentra entre las zonas de unión p-n. La idea se ilustra en la figura 2.13.



**Figura 2.13** Estructura de un fotodiodo PIN.

La geometría de un fotodiodo PIN es una especie de sandwich, con capas de silicio P (dopada para que existan muchos huecos libres), I (intrínseca, ligeramente dopada) y N (dopada para que existan muchos electrones libres).

Un fotodiodo PIN polarizado en inversa está muy cerca de ser un fotodetector ideal, con una impedancia interna muy grande.



**Figura 2.14** Circuito equivalente de un fotodiodo PIN.  $P_s$  es la potencia óptica instantánea, y  $I_{oscuridad}$  es la corriente de oscuridad.

La capacidad de un fotodiodo PIN polarizado en inversa es un parámetro muy importante que limita el rendimiento de los receptores ópticos. En la figura 2.14

se muestra un circuito equivalente simplificado de un fotodiodo PIN polarizado en inversa.

El circuito equivalente de la figura 2.14 es bastante preciso a muy altas frecuencias, que es cuando hay que tener en cuenta las inductancias parásitas, como la capacidad barrera y la que introduce el encapsulado. Principalmente el circuito equivalente refleja las tres principales características de un diodo PIN:

- Conversión de la potencia óptica instantánea,  $P_s$ , en corriente eléctrica

$$I_s = R \cdot P_s \quad (2.6)$$

- Generación de ruido shot, o ruido cuántico, durante el proceso de conversión, con la densidad de potencia espectral (Power Spectral Density)

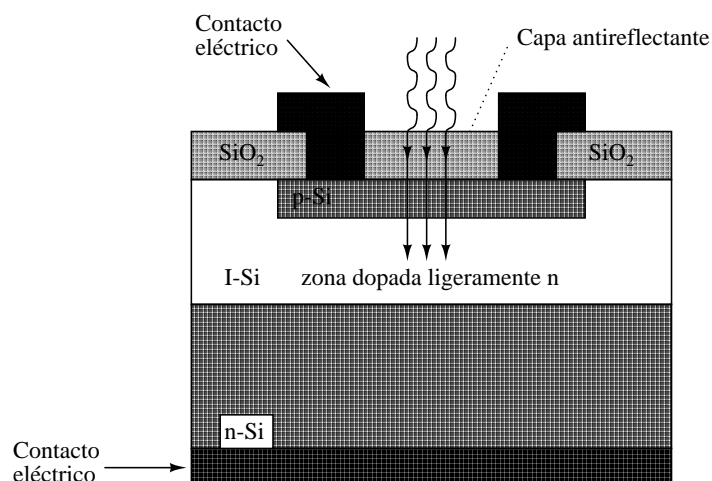
$$\text{Ruido cuántico PSD} = 2qI = 2q(I_s + I_{\text{oscuridad}}) \quad (2.7)$$

donde  $I \equiv I_s + I_{\text{oscuridad}}$  es la totalidad de la corriente que fluye por el fotodiodo PIN,  $I_s$  es la señal de corriente y  $I_{\text{oscuridad}}$  es la corriente de oscuridad.

- Derivación de la salida del fotodiodo debido a su propia capacidad parásita.

Cuando el fotodiodo se conecta a un circuito exterior, por ejemplo un amplificador, la señal de ruido puede contaminar la señal de interés, debido a que son de la misma magnitud. Este problema se puede resolver amplificando la señal de interés antes de que salga del dispositivo, para que no sea comparable a la señal de ruido y, por tanto, se reduzcan los problemas al amplificar ambas.

### 2.2.1.3. Fotodiodos de avalancha (Avalanche PhotoDiode APD)



**Figura 2.15** Estructura de un fotodiodo APD.

Los fotodiodos APD amplifican la fotocorriente por un proceso llamado *proceso de multiplicación por avalancha*. El alto voltaje inverso aplicado al APD acelera los electrones nacidos del proceso fotoeléctrico (llamados electrones primarios en

el APD). Los electrones primarios se desplazan a través del APD y acumulan una gran cantidad de energía extraída del alto voltaje aplicado al APD. La alta energía absorbida por los electrones primarios permite crear una corriente de electrones secundarios, y sus respectivos huecos, por ionización. El proceso se repite muchas veces, por eso la corriente de salida del APD es más grande que la corriente debida a los electrones primarios, generados por el proceso fotoeléctrico.

La ganancia interna del APD se denota  $M$  y viene dada por la expresión:

$$M = \frac{I_{APD}}{I_{primaria}} \quad (2.8)$$

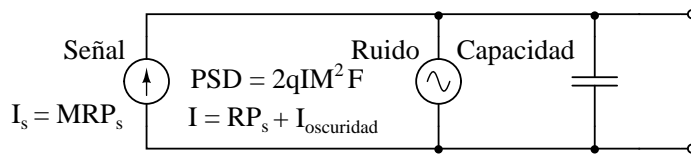
donde  $I_{APD}$  es la corriente de salida del fotodiodo APD y  $I_{primaria}$  es la corriente inicial debida al efecto fotoeléctrico. Como es de esperar, durante el proceso de multiplicación, las corrientes debidas al ruido shot también son amplificadas. Si el proceso de multiplicación fuese ideal (completamente determinista), el ruido de salida del APD (PSD) debería ser igual a  $M^2$  veces el ruido shot PSD [igual a  $2qI$ ; ver (2.7)]. Sin embargo el proceso de multiplicación es completamente aleatorio, un electron primario cualquiera no siempre produce  $M$  electrones de salida. Es más, algunas veces un electrón primario produce mas de  $M$  electrones de salida, otras menos. Así,  $M$  refleja el promedio de los electrones de salida producidos por un sólo electrón primario.

Como resultado, la corriente de ruido a la salida de un APD es mayor que  $M^2 \cdot 2qI$ , debido al factor de ruido del APD que llamaremos  $F$ . Por tanto la corriente debida al ruido en un APD viene dada por la expresión:

$$\text{Ruido en el APD PSD} = 2qIM^2F \quad (2.9)$$

El circuito equivalente de un APD se puede ver en la figura 2.16. Debido a que el proceso de multiplicación tarda un tiempo, el ancho de banda del APD está limitado a:

$$BW_{APD} \approx \frac{1}{2\pi M\tau_1} \quad (2.10)$$



**Figura 2.16** Circuito equivalente de un fotodiodo APD.  $P_s$  es la potencia óptica instantánea, y  $I_{oscuridad}$  es la corriente de oscuridad.

donde  $\tau_1$  es el tiempo efectivo de tránsito de la región de avalancha. Si se incrementa la ganancia del APD,  $M$ , incrementamos la corriente de la señal de salida y, por tanto, disminuimos el impacto del ruido añadido por la circuitería externa, al mismo tiempo, esto aumenta el ruido que el APD se añade a sí mismo [ver (2.9)] y disminuye el ancho de banda [ver (2.10)].

### 2.2.2. Modelado en señal Fotodiodo

Por otro lado tenemos los elementos parásitos que aparecen en el fotodetector, en la unión PN del fotodiodo se forma una capacidad parásita que es uno de los fenómenos que más deberemos tener en cuenta desde el punto de vista de la respuesta en frecuencia. La velocidad de respuesta de un fotodiodo PIN viene limitada principalmente por tres factores [3]

- El tiempo de tránsito de los portadores a través de la zona de depleción.

La velocidad de respuesta de un fotodiodo está limitada fundamentalmente por el tiempo que tardan los portadores generados por efecto fotoeléctrico en atravesar la zona de depleción. Cuando el campo eléctrico en la zona de depleción excede de cierto valor de saturación, se asume que los portadores se mueven a una velocidad constante  $v_d$ . El tiempo de tránsito más largo  $t_{drift}$  es para portadores que deben atravesar por completo la zona de depleción cuya anchura es  $w$  y viene dado por la siguiente expresión

$$t_{drift} = \frac{w}{v_d} \quad (2.11)$$

- El tiempo de difusión de los portadores fuera de la zona de depleción.

El proceso de difusión de los portadores es largo comparado con  $t_{drift}$ . El tiempo de difusión de portadores a una distancia  $d$  viene dado por la siguiente expresión

$$t_{diff} = \frac{d^2}{2D_c} \quad (2.12)$$

donde  $D_c$  es el coeficiente mínimo de difusión de los portadores.

- La constante de tiempo  $RC$  debida a la capacidad del fotodiodo y la carga resistiva de éste.

Un fotodiodo polarizado en inversa presenta una capacidad dependiente del voltaje, causada por la variación en la carga almacenada en la unión, la capacidad de la unión  $C_j$  viene dada por

$$C_j = \frac{\epsilon_s A}{w} \quad (2.13)$$

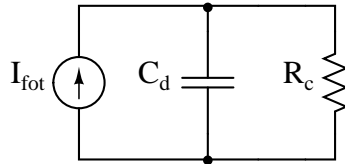
donde  $\epsilon_s$  es la permitividad del material semiconductor y  $A$  el área de la unión. El encapsulado del chip semiconductor también introduce efectos capacitivos, en adelante llamaremos  $C_d$  a la capacidad que introduce la unión más los efectos capacitivos del encapsulado del fotodiodo.

Todos los factores mencionados con anterioridad limitan el tiempo de respuesta del fotodiodo, siendo el factor predominante  $t_{drift}$ . El ancho de banda máximo del dispositivo viene dado por la expresión

$$B_m = \frac{1}{2\pi t_{drift}} = \frac{v_d}{2\pi w} \quad (2.14)$$

En la figura 2.17 podemos ver el circuito equivalente en pequeña señal del fotodiodo más una resistencia de carga. Esta resistencia forma una red  $RC$  con la capacidad del condensador que puede modelarse como un sistema de primer orden, cuya respuesta en frecuencia será aproximadamente la del fotodiodo, siendo la frecuencia de corte

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_c C_d} \quad (2.15)$$



**Figura 2.17** Circuito simplificado equivalente del fotodiodo más carga resistiva.

Con la información que se ha dado hasta ahora podremos entender muchos de los fenómenos que se producirán en el momento de hacer las pruebas de laboratorio.



# Capítulo 3

## Fibra óptica y sistemas de comunicación

### 3.1. Introducción

En este capítulo introducimos algunos conceptos básicos sobre las fibras ópticas y analizamos las bases de los sistemas de transmisión de datos basados en fibras ópticas.

### 3.2. Fibra óptica

La utilización generalizada de fibra óptica para transmisión de datos, es consecuencia directa del rápido crecimiento de internet y de la necesidad de transmitir un volumen elevado de datos, entre sistemas electrónicos críticos, en entornos con presencia de campos electromagnéticos (industria en general, industria aeronáutica y aeroespacial en particular).

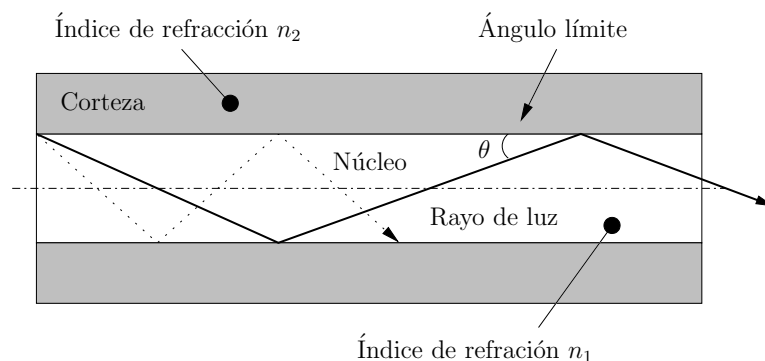
Una fibra óptica es un filamento delgado y flexible de vidrio, plástico u otro material transparente con un índice de refracción<sup>1</sup> alto.

Está compuesta en su totalidad por material dieléctrico (material que no tiene conductividad como vidrio o plástico), es capaz de concentrar, guiar y transmitir luz con muy pocas pérdidas incluso cuando el filamento se dobla. En la práctica la fibra óptica está formada por un filamento principal, conocido como núcleo, y un recubrimiento llamado manto o corteza, que cubre el núcleo, ambos componentes tienen un índice de refracción diferente ( $n_2$  del manto es de 0,2 a 0,3 % inferior al del núcleo  $n_1$ ) [4].

En figura 3.1 se muestra, de forma esquemática, la propagación de un rayo de luz que ha sido confinado en el interior del núcleo y se propaga, reflejándose en la superficie de unión núcleo-corteza, de un extremo a otro de la fibra. Tanto el manto o corteza como el núcleo son materiales capaces de transmitir luz. Por tanto, para poder confinar de forma efectiva un rayo de luz en el interior de una fibra es necesario que éste incida en la superficie que forma el extremo de la fibra con un determinado ángulo (ver figura 3.2). Se conoce como apertura numérica  $AN$  al valor que representa el ángulo máximo con el que debe incidir un rayo luminoso

---

<sup>1</sup>Se conoce como índice de refracción, a la reducción que experimenta la velocidad de la luz al propagarse por un medio homogéneo

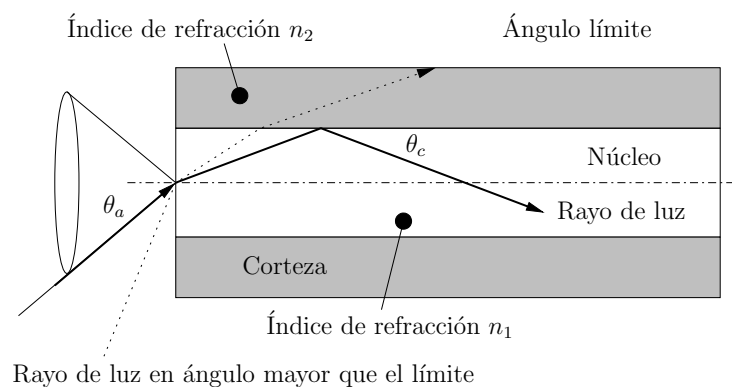


**Figura 3.1** Propagación de rayos de luz en el interior de una fibra óptica.

en la superficie de la fibra, respecto del eje perpendicular, para quedar confinado dentro del núcleo sin escapar atravesando la corteza. La apertura numerica se define como

$$AN = n_0 \sin \theta_a = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} \quad (3.1)$$

donde  $AN$  es la apertura numerica,  $n_0$  es el índice de refracción del medio exterior a la fibra óptica,  $\theta_a$  es el ángulo máximo (respecto del eje perpendicular a la superficie que forma el extremo de la fibra) que puede tomar el rayo luminoso que se quiere confinar en el núcleo,  $n_1$  es el índice de refracción del núcleo y  $n_2$  el índice de refracción del manto o corteza.



**Figura 3.2** Apertura numérica.

### 3.2.1. Tipos de fibra

Existen varias clasificaciones de las fibras ópticas atendiendo a distintos criterios: según el modo de propagación, en base al índice de refracción y de acuerdo a los materiales de fabricación.

#### 3.2.1.1. Índice de refracción

Podemos distinguir entre dos tipos según sea su índice de refracción [4]:

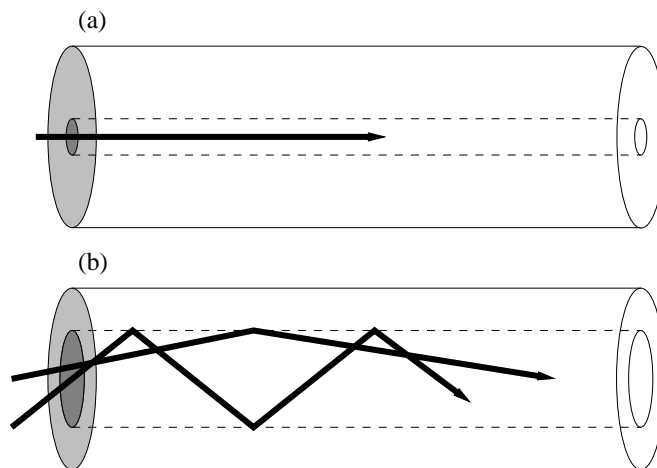


**Fibras de Índice Gradual** este tipo de fibras tienen un ancho de banda entorno a los 10GHz x km. El índice de refracción en el interior de núcleo no es constante, decrece desde el interior del núcleo hacia el manto. Los rayos luminosos se encuentran enfocados hacia el eje de la fibra. Este tipo de fibra logra reducir la dispersión modal a través del núcleo de la fibra.

**Fibras de Índice Escalonado** estas fibras se suelen fabricar de vidrio, con una atenuación de 0,6dB/km, o plástico, con una atenuación de 4dB/km. Tienen un ancho de banda de 100Mhz x km, el núcleo está formado por un material uniforme cuyo índice de refracción es constante y mayor respecto al manto que lo rodea. La diferencia brusca y localizada entre ambos índices de refracción da el nombre a este tipo de fibras.

### 3.2.1.2. Modos de propagación

La luz, cuando se transmite por el interior de una fibra óptica, está limitada a desplazarse por un número relativamente pequeño de caminos posibles (conocidos como modos de propagación o vías de propagación). Existen dos tipo de fibra: fibra monomodo (SMF: Single Mode Fiber) y fibra multimodo (MMF: Multi Mode Fiber), en la figura 3.3 se ilustran estos conceptos.



**Figura 3.3** (a) Fibra monomodo (SM: Single mode). Diámetro típico del núcleo de  $8 - 12\mu m$ , diámetros del recubrimiento  $125\mu m$ . La luz se transmite en un único modo, siguiendo un único camino. (b) Fibra multimodo (MMF: Multi Mode Fiber). Diámetro típico del núcleo de  $50 - 200\mu m$ , diámetro de l recubrimiento  $125 - 400\mu m$ . La luz se transmite en varios modos y varios caminos, la reflexión interna se produce cuando en ángulo incidente es mayor que el ángulo crítico [5].

En una fibra óptica, tanto el manto como el núcleo están compuestos por cristal de silicio muy transparente con muy bajas pérdidas (aproximadamente 0,2 dB/Km) en la región cercana al infrarojo  $1,5\mu m$ . Las propiedades de transmisión de una fibra óptica están carazterizados por parámetros dimensionales según la siguiente expresión

$$V = \alpha \left( \frac{\omega}{c} \right) (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} \quad (3.2)$$

donde  $\alpha$  representa el radio del núcleo,  $\omega$  la frecuencia de la luz y  $n_1$  y  $n_2$  son los índices de refracción del núcleo y la cubierta o manto, respectivamente. El parámetro  $V$  determina el número de modos soportados por la fibra. Fibras ópticas con  $V < 2,405$  sólo soportan un modo y se conocen como fibras monomodo (single-mode). Este tipo de fibras tiene un núcleo microscópico ( $\alpha < 5\mu m$ ) y son usadas, entre otras cosas, para transmisión de datos a largas distancias [6].

### Fibra monomodo

Este tipo de fibra es la más usada para transmitir información a grandes distancias, tiene un ancho de banda mayor que 100GHz por km, aunque es la más compleja de fabricar. Sólo puede transmitir los rayos cuya trayectoria sigue el eje de la fibra, por lo que se denomina "monomodo", modo de propagación o camino del haz luminoso único [4].

### Fibra Multimodo

En las fibras multimodo (MMF: Multi Mode Fiber), a diferencia de las monomodo, se pueden propagar varios modos de forma simultánea. El diámetro del núcleo suele ser mayor que en las SMF, alrededor de  $50\mu m$  ó  $62,5\mu m$  [7], por lo que el acoplamiento de la luz es más sencillo.

Los enlaces con fibra multimodo son ampliamente usados para implementar comunicaciones de alta velocidad en redes de área local (LAN: Local Area Networks). Con este tipo de fibra podemos obtener, para distancias de comunicación relativamente cortas ( $< 100m$ ) [7], el ancho de banda necesario a un menor coste que con las fibras monomodo (SMF: Single Mode Fiber). En las fibras MMF, sin embargo, las señales pertenecientes a cada modo de la fibra se propagan con su propia velocidad relativa, esta diferencia de velocidad entre cada modo de propagación puede producir interferencia intersimbólica o interferencia entre pulsos (ISI: InterSymbol Interference). Este fenómeno también conocido como dispersión modal (ver más adelante en la sección de *Dispersión*) limita la velocidad máxima de transmisión de datos de la fibra, en este tipo de fibras se considera la dispersión como un factor limitante de mayor importancia [8]. Dejando de lado este importante factor, desde el punto de vista de la transmisión de la información, las fibras MMF tienen mucha más capacidad que las fibras SMF teniendo en cuenta que podemos utilizar los diferentes modos de propagación como diferentes canales de comunicación independientes.

#### 3.2.1.3. Composición

Se pueden encontrar los siguientes tipos: núcleo de plástico y manto de plástico; núcleo de vidrio con manto de plástico (PCS: Plastic Clad Silica, núcleo de silicio y manto de plástico); núcleo de vidrio y manto de vidrio (SCS: Silica Clad Silica, núcleo de silicio y manto de silicio).

Las fibras de plástico tiene algunas ventajas sobre las fibras de vidrio por ser más flexibles y más fuertes, fáciles de instalar pueden resistir mejor la presión, los costes de producción son menores y pesan aproximadamente un 60 % menos que las de vidrio. Las desventajas son que no propagan tan eficientemente la luz

en comparación con las de vidrio y su alto factor de atenuación, por tanto las de plástico se limitan a distancias relativamente cortas.

Las fibras con núcleos de vidrio tienen un bajo factor de atenuación, las fibras PCS son menos afectadas por la radiación y, por tanto, las más adecuadas para aplicaciones militares, industriales (bajo condiciones desfavorables) y aeronáuticas o aeroespaciales [4].

### 3.2.2. Problemas al transmitir señales ópticas

Básicamente existen tres fenómenos que influyen a la hora de transmitir señales luminosas por el interior de una fibra óptica:

**Atenuación o pérdidas en la fibra** debido a la absorción de los materiales que componen la fibra óptica, el rayo luminoso confinado en el núcleo va perdiendo intensidad a lo largo del camino. Este fenómeno supone una limitación en la distancia de transmisión.

**Dispersión** la dispersión afecta a la duración de los pulsos de luz que viajan por la fibra, haciendo que su anchura no se conserve a lo largo del camino que recorren. El pulso luminoso es más ancho, debido a la dispersión, que el original. En casos extremos los pulsos pueden llegar a superponerse en el tiempo, lo que supone una limitación en la velocidad de transmisión de datos del sistema.

**No linealidad** el comportamiento no lineal de la fibra afecta a la forma de las señales luminosas que se transmiten. En lo que a transmisión digital se refiere, la no linealidad provoca que la forma de los pulsos de luz que viajan por la fibra cambien de forma a lo largo del camino que recorren. Este fenómeno supone un obstáculo ya que afecta a la eficiencia y al comportamiento del sistema.

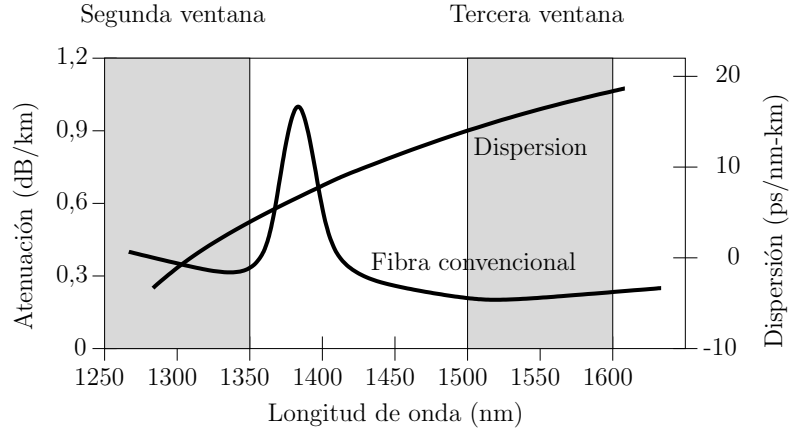
#### 3.2.2.1. Atenuación

La transmisión de luz en una fibra óptica no es eficiente, la potencia de la luz que sale por un extremo no es la misma que se introduce por el otro extremo,  $P_{out}/P_{in} < 1$ . Por el contrario se producen pérdidas, este fenómeno se conoce con el nombre de atenuación y se puede expresar como

$$P_{out} = P_{in} \exp(-\alpha L) \quad (3.3)$$

donde  $P_{out}$  es la potencia luminosa obtenida en el extremo de salida de la fibra,  $P_{in}$  es la potencia luminosa de la luz que se introduce por la fibra,  $L$  es la longitud de la fibra y  $\alpha$  es el coeficiente de atenuación en dB por km.

Existen varios factores que influyen en la pérdida de potencia luminosa dentro de la fibra óptica, estos pueden deberse a: diferentes materiales presentes en la fibra (silicio, impurezas, dopantes); imperfecciones geométricas o curvaturas de la fibra; pérdidas por dispersión Rayleigh, inversamente proporcionales a la cuarta potencia de la longitud de onda  $\lambda^{-4}$ . Las fibras ópticas presentan una menor atenuación en ciertas porciones del espectro lumínico, las cuales se denominan ventanas, en la figura 3.4 podemos ver una representación del fenómeno.



**Figura 3.4** Gráfica dispersión y atenuación en fibra óptica.

### 3.2.2.2. Dispersión

La dispersión es el fenómeno por el cual las componentes monocromáticas del haz luminoso, que forma un pulso de luz, se desvían debido al índice de refracción del material que forma la fibra óptica. Esta desviación es inversamente proporcional a la longitud de onda de cada una de las componentes, lo que provoca que algunas de ellas tardan más en llegar al final de la fibra, produciendo un ensanchamiento del pulso resultante. La dispersión se mide en nanosegundos por kilómetro.

### Dispersión modal o dispersión en fibras multimodo

Este tipo de dispersión sólo puede darse en fibras multimodo (MMF: Multi-Mode Fiber). En este tipo de fibras, diferentes modos se propagan generalmente con diferente retardo de grupo (GD: Group Delay), este efecto se conoce como dispersión modal. Imperfecciones en la fibra, como el índice de inhomogeneidad y curvaturas, introducen acoplamientos entre los diferentes modos, efecto conocido como acoplamiento modal. Debido al acoplamiento modal, incluso si el pulso de luz es introducido en una fibra monomodo, éste tiende a acoplarse con otros modos, llevando a una superposición de varios pulsos y creando interferencias en el extremo final de la fibra MMF. Esto además de causar interferencia entre pulsos luminosos reduce el ancho de banda de la fibra [9].

En el interior de la fibra MMF los rayos de luz pueden seguir diferentes caminos (ver figura 3.1). Los diferentes modos que componen los pulsos luminosos, que en el extremo inicial comienzan de forma simultánea, llegan al final de la fibra en diferentes momentos, contribuyendo al ensanchamiento del pulso que los contiene. Estos modos llegarán al extremo final de la fibra dentro del intervalo temporal

$$\Delta\tau = \frac{n_1 L}{c} \left( \frac{n_1}{n_2} - 1 \right) = \frac{L}{2cn_2} A_N^2 \quad (3.4)$$

donde  $n_1$  y  $n_2$  ( $n_1 > n_2$ ) representan respectivamente los índices de refracción del núcleo y el recubrimiento o corteza,  $c$  representa la velocidad de la luz en el vacío y  $A_N = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$  es la apertura numérica y  $L$  es la longitud de la fibra. Es evidente, según 3.4, que cuanto más grande sea la longitud de la fibra, más grande será el ensanchamiento del pulso [10].

### Dispersión cromática

La dispersión cromática se debe a que el espectro de luz, que proporciona la fuente, contiene componentes con distintas longitudes de onda. Afecta tanto a fibras monomodo como a multimodo, siendo este tipo de dispersión la única que limita la velocidad de transmisión en fibras monomodo [4].

En el campo de la óptica, el fenómeno de la dispersión se debe a que la velocidad de fase de una onda luminosa, que se propaga por un medio, depende de su frecuencia [11], o lo que es equivalente: cuando la velocidad relativa de grupo (GV: Group Velocity), de las componentes espectrales de una onda luminosa, dependen de su frecuencia. Este tipo de dispersión se le pone el nombre de cromática para enfatizar su dependencia con la longitud de onda. La GVD provoca un ensanchamiento del pulso luminoso que se transmite por la fibra óptica, degradando la señal a medida que avanza por la fibra<sup>2</sup>.

La dispersión cromática es el resultado combinado de dos efectos diferentes: la dispersión del material y la dispersión de la guía de onda.

- En el vidrio de sílice el índice de refracción es dependiente de la longitud de onda de la señal. La dispersión del material explica el ensanchamiento de un pulso óptico debido a las velocidades diferentes de las frecuencias ópticas que lo componen.
- La dispersión de guía de onda se refiere a las diferencias en la velocidad de la señal que dependen de la distribución de la potencia óptica sobre el núcleo y el manto de la fibra óptica. Conforme la frecuencia de la señal óptica disminuye, la mayor parte de la señal óptica es transportada en el manto que tiene un índice de refracción diferente al del núcleo.

Una fibra óptica convencional tiene un coeficiente de dispersión de guía de onda positivo, esto quiere decir que las longitudes de ondas mayores tardan más en atravesar la fibra que las longitudes de onda cortas. Esta diferencia de *velocidad* de las componentes del pulso hacen que éste se deforme en el tiempo. Si la fuente de luz, que se utiliza para transmitir la señal óptica dentro de la fibra, emite en un espectro amplio, la deformación temporal en la anchura del pulso obtenido será mayor. Esta deformación es continua a lo largo de toda la fibra, por lo tanto cuanto más longitud tenga la fibra, mayor será también la deformación en el pulso. Por tanto la deformación temporal de la anchura del pulso es directamente proporcional a la amplitud espectral y a la longitud de la fibra óptica. En tramos largos de fibra la dispersión cromática puede generar interferencia entre símbolos, o pulsos (ISI: *Intersymbol Interference*).

Podemos expresar la velocidad de fase de una onda luminosa en un medio uniforme como

$$v = \frac{c}{n} \quad (3.5)$$

donde  $c$  es la velocidad de la luz en el vacío y  $n$  el índice de refracción del medio. Generalmente el índice de refracción es función de la frecuencia  $f$  de la luz,

---

<sup>2</sup>Cuando el efecto de la GVD se cancela con las propiedades no lineales de la fibra óptica se generan ondas llamadas *soliton*

$n = n(f)$ , o en términos de la longitud de onda,  $n = n(\lambda)$ . Cuando hablamos de luz visible, un medio transparente (como el cristal) tiene un índice de refracción:

$$1 < n(\lambda_{\text{rojo}}) < n(\lambda_{\text{amarillo}}) < n(\lambda_{\text{azul}})$$

o, lo que es lo mismo

$$\frac{dn}{d\lambda} < 0$$

lo que significa que el índice de refracción del medio  $n$  es inversamente proporcional a la longitud de onda  $\lambda$  [12] [13] [14].

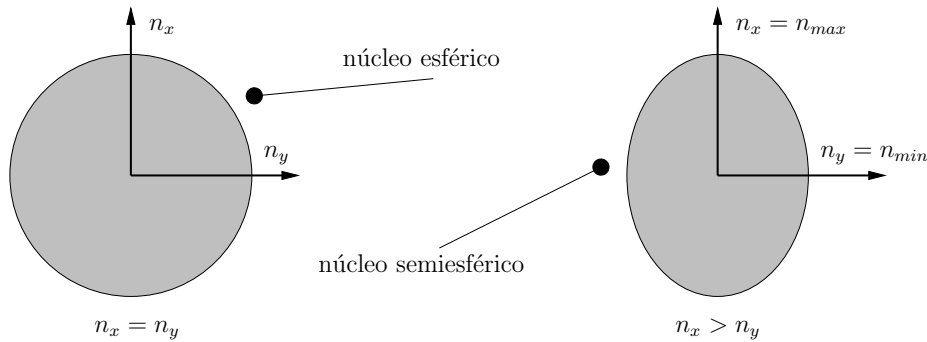
La velocidad de grupo es usualmente una función de la frecuencia luminosa, lo que da como resultado lo que se conoce como dispersión por velocidad de grupo (GVD: Group Velocity Dispersion), esto causa que un pulso de luz se ensanche en el tiempo debido a que sus componentes espectrales viajan a diferentes velocidades. En este caso el coeficiente de dispersión viene dado por

$$D = -\frac{\lambda}{c} \frac{d^2n}{d\lambda^2} \quad (3.6)$$

Si  $D < 0$ , se dice que el medio tiene un coeficiente de dispersión positivo. Si  $D > 0$  se dice que el medio tiene un coeficiente de dispersión negativo.

### Dispersión de modo de polarización

La causa de esta clase de dispersión es la debida a la geometría del núcleo de la fibra, ver figura 3.5. Al no tratarse de núcleos perfectamente redondos, las componentes del modo de polarización horizontal y vertical viajan a diferentes velocidades. La dispersión por modo de polarización (PMD: *Polarization Mode Dispersion*) que ocurre en las fibras ópticas produce ensanchamientos aleatorios en los pulsos ópticos transmitidos, su efecto es considerable para velocidades de transmisión digital iguales o superiores a 10Gbps. Este ensanchamiento provoca interferencia entre símbolos y por lo tanto un aumento de la tasa de bit erróneo (BER) [15] [16].

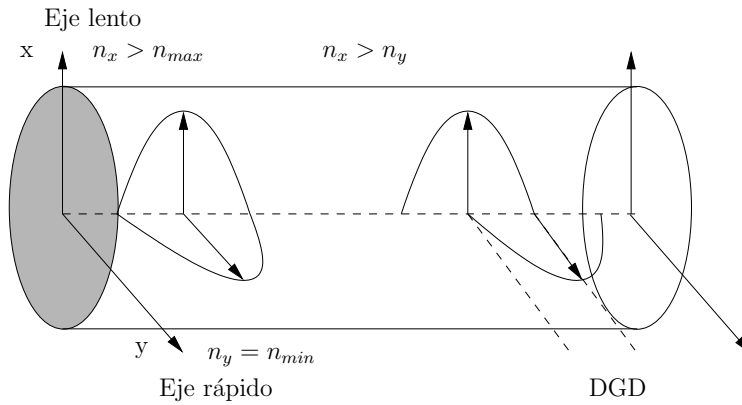


**Figura 3.5** Corte transversal del núcleo de una fibra óptica en la que se aprecian dos casos de geometría: circular y elíptica.

La PMD ocurre cuando las dos componentes ortogonales de polarización, llamados modos de polarización del modo fundamental de propagación, viajan a distinta velocidad de grupo, llegando en distintos tiempos al final de la fibra óptica lo que

se traduce en un ensanchando temporal de los pulsos luminosos. Esta diferencia de retardo de los modos de polarización se denomina retardo diferencial de grupo (DGD: *Differential Group Delay*), este parámetro se utiliza para determinar la PMD [17].

La birrefringencia se debe a la pérdida de simetría en el índice de refracción del núcleo de la fibra debido a cambios moleculares del material y/o pérdida de la geometría circular del núcleo de la fibra óptica. Las causas de esta deformación del núcleo, que hacen que la fibra pierda su geometría circular son: esfuerzos en el proceso de fabricación e instalación, deformaciones por temperatura, tensiones, curvaturas, etc. Como se ha mencionado anteriormente, el efecto neto de la birrefringencia en una fibra óptica introduce un retardo entre los modos conocido como DGD. Este retardo, también conocido como  $\Delta\tau$ , se mide en picosegundos (ps). La figura 3.6 muestra este efecto: se introduce un pulso óptico con una polarización distinta al de los ejes de birrefringencia, el cual se descompone en dos pulsos que viajan independientemente a distintas velocidades de grupo, llegando al final de la fibra óptica en distintos tiempos, produciendo un ensanchamiento del pulso óptico total [18].

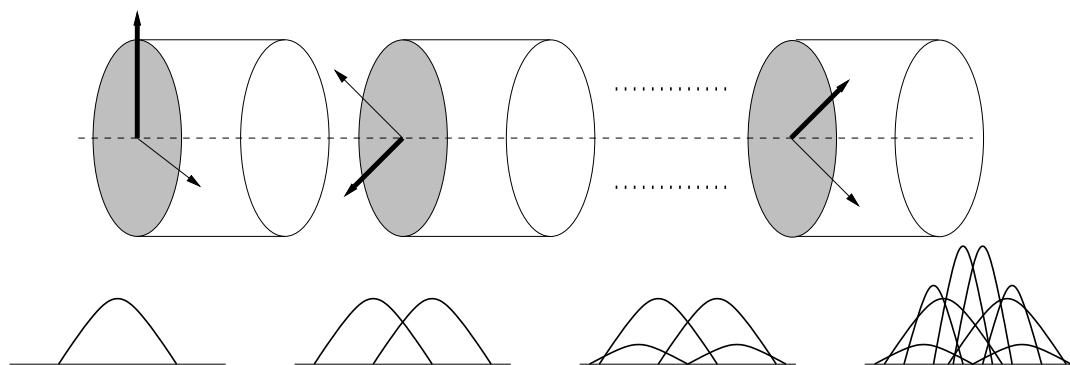


**Figura 3.6** Esquema de propagación de dos modos de polarización en una fibra óptica birrefringente.

En la figura 3.6 se muestra las diferentes componentes ortogonales del campo electromagnético, perteneciente a un pulso de luz, que se propaga por un segmento de fibra óptica en el que se mantiene constante la orientación de los ejes de birrefringencia. Esta situación sólo es cierta para el caso de las llamadas fibras **PM Hi-Bi** (Polarization Maintaining Highly Birefringent) [18] [15]. Podemos definir el DGD como [19]

$$DGD = \Delta\tau = \sqrt{\tau^2 - \tau_0^2} \quad (3.7)$$

donde  $\tau$  y  $\tau_0$  son los anchos RMS de los pulsos de entrada y salida, respectivamente. Podemos pensar en una fibra dividida en varios segmentos, cada uno con un  $\Delta\tau$  diferente y con una orientación diferente de los ejes ortogonales de birrefringencia, como se muestra en la figura 3.7. En este caso, a medida que los pulsos de luz pasan de una sección a otra, los ejes ortogonales de birrefringencia cambian, lo que provoca una división sucesiva de pulsos [15] [18] [20].



**Figura 3.7** Propagación de un pulso de luz a través de varios segmentos con ejes de birrefringencia de diferente orientación.

### 3.2.2.3. Comportamiento no lineal

Algunas de las *no-linealidades* más significativas presentes en la fibra óptica son conocidas con los nombres de: SRS: Stimulated Raman Scattering; SBS: Stimulated Brillouin Scattering; SPM: Self-Phase Modulation; XPM: Cross-Phase Modulation y FWM: Four-Wave Mixing.

Una de las *no-linearidades* más importantes [6] viene dada por un efecto conocido como refracción no lineal o *efecto Kerr* [21]. Este fenómeno se refiere a la dependencia del índice de refracción del camino o modo por el que circula el haz luminoso, con la intensidad de dicho haz luminoso.

El efecto de automodulación de fase (SPM) es un efecto producido por la interacción luz-materia. Un pulso de luz lo suficientemente corto e intenso, que viaja confinado en la fibra, induce una variación en el índice de refracción del dieléctrico debido al efecto Kerr. Esta variación del índice de refracción provoca un desplazamiento de fase en el pulso durante su recorrido, lo que conlleva un cambio en el espectro de frecuencia de dicho pulso. En otras palabras: la propia intensidad luminosa del pulso es capaz de modular o modificar su frecuencia, podría decirse que se trata de un fenómeno de frecuencia automodulada [22].

Por otro lado, la modulación de fase cruzada (XPM) se produce cuando la variación de la frecuencia de un pulso luminoso, que se propaga por la fibra, es provocada por el efecto de la intensidad luminosa de otro pulso.

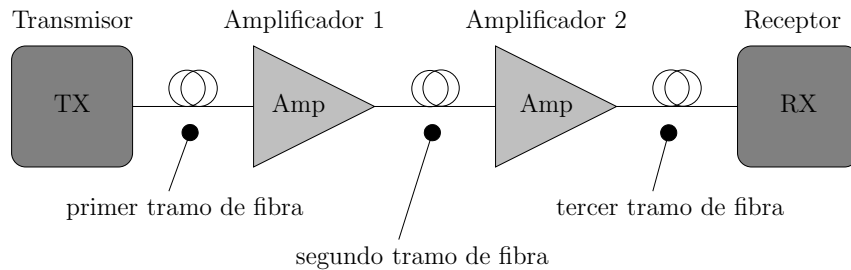
### 3.2.3. Técnicas para compensar limitaciones

A continuación vamos a ver las principales técnicas para compensar los efectos negativos, de algunos de estos fenómenos, sobre la transmisión de información a través de un enlace óptico con fibra.

#### 3.2.3.1. Compensar la atenuación

Para compensar la atenuación y recuperar la amplitud, potencia y energía de las señales originalmente transmitidas en un extremo de la fibra es necesario amplificar periódicamente la señal que se quiere recuperar al otro extremo. Para esto se usan amplificadores ópticos

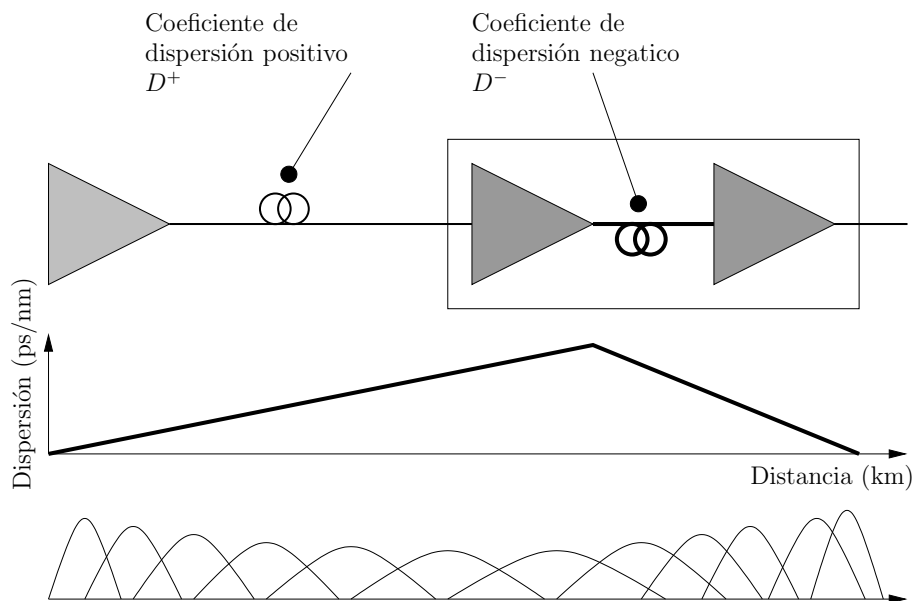




**Figura 3.8** Amplificación de señal óptica por medio de optoamplificadores.

### 3.2.3.2. Compensar la dispersión cromática

El método más extendido para compensar la dispersión cromática, que se produce en las fibras ópticas, es usar fibras con diferentes coeficientes de compensación (ver figura 3.9). Como hemos visto en la ecuaciones 3.6 de la sección 3.2.2.2 (página 38), existen medios de propagación con coeficiente de dispersión negativo y positivo. Las fibras que se usan para compensar la dispersión (DCF: Dispersion Compensating Fiber) suelen tener un coeficiente de dispersión negativo muy bajo, entre  $-70$  y  $-90 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$ , existen fibras con un coeficiente de dispersión aún más bajo,  $-5800 \text{ ps}/(\text{nm} \cdot \text{km})$  [23].



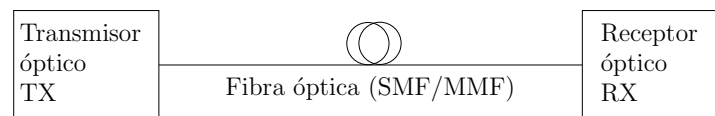
**Figura 3.9** Compensar dispersión cromática por medio de fibras DCF.

## 3.3. Sistemas basados en fibra óptica

En esta sección se analizan algunos sistemas de transmisión optoelectrónicos unidireccionales, presenta el concepto de modulación de señal luminosa, revisa algunos de los más importantes sistemas de codificación de señal, introduce los sistemas de detección de errores y se analizan con detalle los módulos de transmisión y recepción de datos.

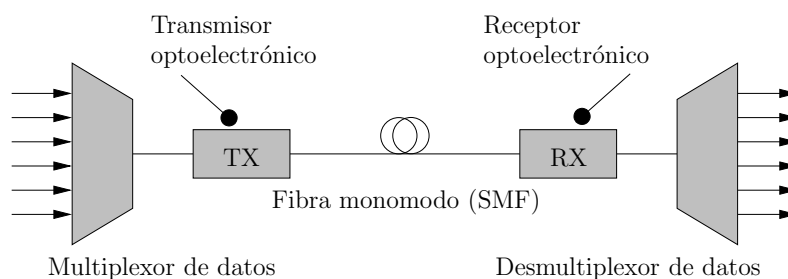
### 3.3.1. Sistemas de transmisión punto a punto

Un sistema punto a punto básico consiste en un modulo de transmisión, un enlace de fibra óptica y un módulo receptor de señal, ver figura 3.10. El papel del módulo de transmisión es modular la señal luminosa por medio de una señal eléctrica de entrada, normalmente por medio de un láser o un diodo LED, la sección 3.3.2 se introduce este concepto. Por otro lado el módulo receptor se encarga de recibir la señal modulada y decodificarla, reproduciéndola a su salida la señal eléctrica originalmente codificada en el transmisor.



**Figura 3.10** Diagrama de bloques básico de un sistema de comunicación óptica.

#### 3.3.1.1. Sistemas de un solo canal



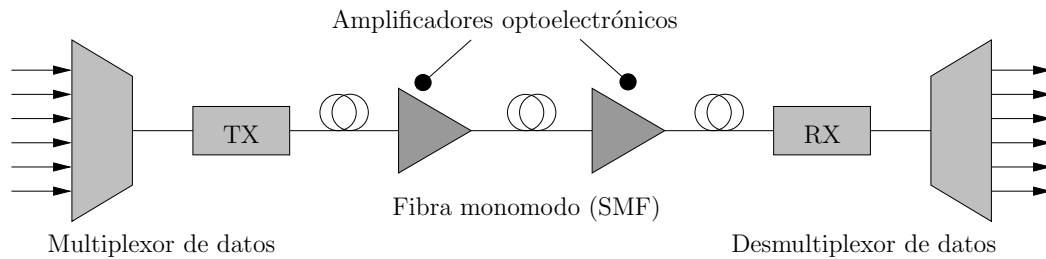
**Figura 3.11** Diagrama de bloques de un sistema de un solo canal.

La figura 3.11 representa el esquema de un sistema de comunicaciones básico de un solo canal. En este tipo de sistemas pueden combinarse varias señales en un único flujo continuo de datos por medio de un sistema de multiplexión en el tiempo (TDM: Time Division Multiplexing), representado en el esquema de la figura por los bloques: *multiplexor de datos* y *desmultiplexor de datos*. La velocidad de transmisión de datos en estos sistemas puede variar entre los 155 Mbps y los 200 Gbps [24] [25] [26], usándose como norma general emisores de luz en segunda y tercera ventana [27].

Cuando este esquema se usa para transmitir datos a largas distancias (cientos de kilómetros), las señales son reconstruidas por medio de repetidores. Estos repetidores transforman las señales ópticas en eléctricas, las re-sincronizan y las re-transmiten. Con el sistema de repetidores se logra eliminar parte de la distorsión que sufre la señal debido a las no linealidades de la fibra y la dispersión (sobretudo cromática).

#### 3.3.1.2. Sistemas de un solo canal con amplificación óptica

La figura 3.12 muestra el esquema de un enlace óptico unidireccional de un solo canal con tramos donde se amplifica la señal óptica de forma directa, sin necesidad de una conversión previa a señal eléctrica y posterior, de nuevo, a señal luminosa.



**Figura 3.12** Diagrama de bloques de un sistema amplificado de un solo canal.

A final de la década de 1980 se produjo un gran avance en el ámbito de los sistemas de comunicación por fibra óptica, se empiezan a utilizar los amplificadores ópticos (EDFA: Erbium Doped Fiber Amplifiers). Un amplificador EDFA consiste en un tramo de fibra óptica dopada con erbio<sup>3</sup>, estos tramos suelen tener una longitud de unos pocos metros hasta una decena de metros. Para obtener el efecto amplificador deseado, es necesario inyectar una señal constante de luz en el tramos de fibra dopada, esta operación se conoce como *bombeo*. El bombeo hace que los electrones de erbio se exciten y pasen de un estado energético de reposo a un estado de excitación con mayor nivel de energía. Cuando una señal luminosa atraviesa estos tramos de fibra (amplificadores EDFA), los átomos de erbio regresan a su estado de reposo liberando un fotón que se suma a los que forman la señal luminosa original, produciéndose el efecto amplificador óptico.

Los iones de erbio son bombeados ópticamente alrededor de las longitudes de onda de 980 nm ó 1480 nm e irradian luz en longitudes de onda de 1550 nm, lo cual es una extraordinaria coincidencia de la naturaleza ya que los 1550 nm es la longitud de onda central de la tercera ventana espectral para la cual las fibras ópticas normalizadas tienen pérdidas mínimas, ver figura 3.4 sección 3.2.2.1.

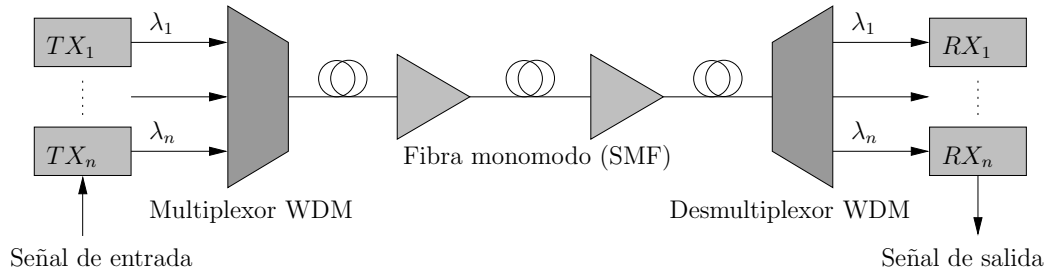
El concepto EDFA se demostró por primera vez en la década de los 1960, el primer modelo que funcionó en la práctica se creó en el año 1987 y se empezaron a comercializar a principio de la década de los 1990 con la construcción de láseres de bombeo de alta potencia y reducido tamaño [28].

### 3.3.1.3. Superposición de sistemas en un solo canal (WDM Systems)

La superposición de sistemas en un solo canal (WDM: Wavelength Division Multiplexing) consiste en la combinación de varias señales ópticas, de frecuencias diferentes, en un solo canal de fibra óptica. Esta técnica permite la comunicación bidireccional sobre una sola fibra y, además, multiplica la capacidad del canal.

En un sistema WDM se usa un multiplexor en el subsistema de transmisión para combinar las diferentes señales en una sola señal de salida, en el subsistema de recepción se usa un desmultiplexor para extraer las diferentes señales de origen, ver figura 3.13.

<sup>3</sup>El erbio es un elemento químico de la tabla periódica cuyo símbolo es Er y su número atómico es 68. El erbio es un elemento un tanto raro de color plateado perteneciente a los lantánidos y que aparece asociado a otros lantánidos en el mineral gadolinita procedente de Ytterby (Suecia). El erbio es un elemento trivalente, maleable, relativamente estable en el aire y no se oxida tan rápidamente como otros metales de las tierras raras. Sus sales son rosadas y el elemento origina un característico espectro de absorción en el espectro visible, ultravioleta y cerca del infrarrojo.



**Figura 3.13** Diagrama de bloques de un sistema WDM genérico de  $n$  canales.

Los sistemas WDM son muy usados por las compañías de telecomunicaciones, ya que les permite ampliar la capacidad del canal de comunicación sin necesidad de instalar más fibra óptica. El uso de amplificadores ópticos [29], junto con la tecnología WDM permite que un sistema de comunicaciones se adapte a las exigencias de capacidad si necesidad de tocar la red troncal. La capacidad del sistema se amplía actualizando, únicamente, los multiplexores y desmultiplexores ópticos de cada extremo [30].

La mayoría de sistemas WDM operan sobre fibras monomodo, con un diámetro de  $9\mu m$ . Ciertos tipos de sistemas WDM pueden usarse con fibras multimodo, con diámetros de 50 a  $65\mu m$ .

### 3.3.2. Modulación digital señal óptica

Para poder transportar información por medio de una señal luminosa es necesario introducir variaciones sistemáticas en su frecuencia, fase o amplitud que representen la información que se desea transmitir, se conoce como modulación a la técnica que introduce estas variaciones. Normalmente, en comunicaciones ópticas digitales, se introducen variaciones en la intensidad luminosa que representan la información a transmitir. En este caso, cierto nivel de potencia óptica,  $P_1$ , representa un 1 lógico y un nivel menor de ésta,  $P_0$ , representa un 0 lógico, por tanto la información digital se transmite modulada en la potencia óptica emitida.

#### 3.3.2.1. Modulación por pulsos (OOK)

Un sistema de codificación muy difundido es el de modulación On-Off (OOK: On-Off Keying), en el cual la señal luminosa es un tren de pulsos que se corresponde con la representación binaria de la información que se desea transmitir. Puede considerarse el sistema OOK como un caso especial de sistema modulado en amplitud (ASK: Amplitude Shift Keying) [27] donde, realmente, no se modula la amplitud de una portadora con la señal que se quiere transmitir, sino que la señal está presente o no está presente. Un parámetro importante en este tipo de modulación es el conocido como amplitud de modulación óptica (OMA: Optical Modulation Amplitude), este parámetro sirve para obtener una medida del rendimiento del sistema. El OMA tiene una influencia directa sobre la tasa de error de bit (BER: Bit Error Ratio)[31]. Tomando como referencia la potencia luminosa media de la señal, OMA se relaciona directamente con la razón de extinción (*extinction ratio*). El sistema OOK es un sistema de codificación discreto en el que sólo existen dos niveles de potencia óptica: el nivel máximo de potencia óptica representa un 1

binario, el nivel mínimo de potencia óptica representa un 0 binario. Si usamos  $P_1$  para referirnos al nivel de potencia máxima y  $P_0$  para el nivel de potencia mínimo, OMA puede definirse como la diferencia entre ambos niveles:

$$OMA = P_1 - P_0 \quad (3.8)$$

Para el caso particular en el que los dos niveles de potencia óptica tienen la misma duración temporal (ciclo de trabajo del 50 %), la potencia media es simplemente la media aritmética de los dos niveles de potencia óptica:

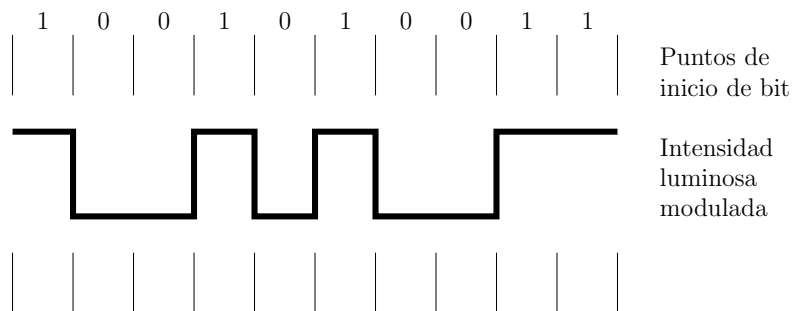
$$P_{med} = \frac{P_1 + P_0}{2} \quad (3.9)$$

La razón de extinción,  $r_e$ , es simplemente la razón entre el nivel de potencia máxima y la potencia mínima

$$r_e = \frac{P_1}{P_0} \quad (3.10)$$

$OMA$  y  $r_e$  son cantidades relativas, especifican la diferencia o la razón de los niveles de potencia  $P_1$  y  $P_0$ .

### Codificación NRZ



**Figura 3.14** Ejemplo de codificación NRZ.

La codificación *Non-Return to zero*, NRZ, es el tipo de codificación más sencillo. El tren de pulsos luminosos que representa la información que queremos transmitir es, básicamente, una señal cuadrada. La amplitud máxima de la señal, potencia luminosa máxima ( $P_1$ ), se corresponde con el 1 lógico ó bit 1. La amplitud mínima de la señal, potencia luminosa mínima ( $P_0$ ), se corresponde con el 0 lógico ó bit 0. La figura 3.14 representa este concepto.

El problema de este tipo de codificación aparece en el momento de la recepción o decodificación de la señal luminosa para extraer la secuencia binaria que transmite, existen dos inconvenientes importantes que el receptor debe superar:

- No hay ningún tipo de información temporal que el receptor pueda usar para decidir donde está el inicio y final de cada bit.

El sistema receptor debe determinar cuando empieza el bit y, por medio de su señal de sincronismo interna (clock), debe decidir donde tomar muestras a lo largo del tren de pulsos que recibe. El problema es que no hay una solución

sencilla que garantice que las señales de reloj, tanto del transmisor como del receptor, estén sincronizadas.

- La señal llega distorsionada al receptor.

Además de todos los fenómenos que hemos estudiado en la sección 3.2, que hacen que la señal luminosa se deforme a lo largo del recorrido por la fibra óptica, desde que se emite hasta que se recibe, existe la limitación que presenta el laser emisor de responder de forma instantánea a la señal de modulación eléctrica.

Por tanto el sistema receptor debe ser capaz de:

- Discriminar entre los dos niveles de potencia luminosa que estarán presentes,  $P_1$  y  $P_0$ .
- Decidir donde empieza y acaba cada bit. Existen dos casos:
  - a) la señal luminosa cambia desde el 0 lógico al 1 lógico (o a la inversa), durante este intervalo de tiempo que transcurre entre  $P_0$  hasta  $P_1$  la potencia luminosa de la señal pulsante se incrementa progresivamente, ¿Donde acaba un bit para que comience el otro?
  - b) la señal luminosa no cambia, permanece constante durante varios ciclos de reloj, esto sucede cuando existen varios bit 0 o bit 1 seguidos. Estamos en la misma situación que en a), ¿Donde acaba un bit para que comience el otro?

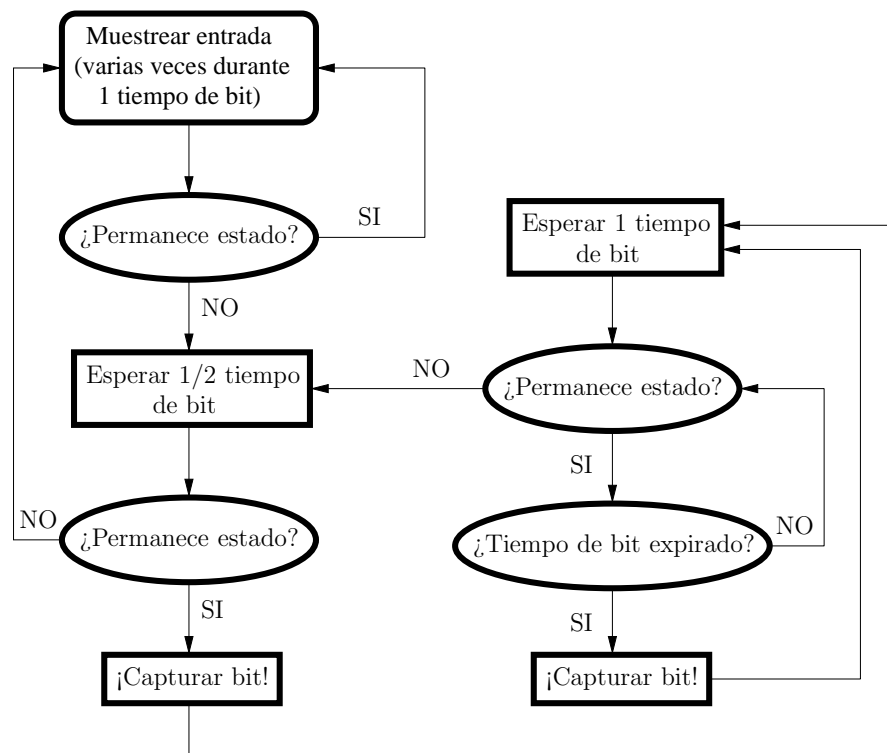


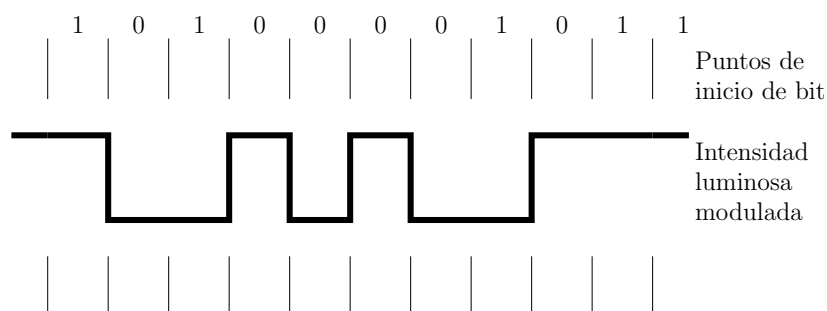
Figura 3.15 Diagrama de bloques del algoritmo DPLL.

En la figura 3.15 se muestra un diagrama con las operaciones básicas que un receptor optoelectrónico debe de realizar para poder extraer una cadena de bits codificados con NRZ. Primero debe tomar muestras de la señal de entrada a intervalos muy cortos, debe ser capaz de tomar varias muestras dentro del periodo de duración de un bit, normalmente la señal recibida se mantendrá constante si no se recibe nada (estado 1). El inicio de un bit puede darse cuando se detecte un cambio de estado en la señal recibida, cuando esto pase se inicia un contador para esperar medio tiempo de bit (estado 2). Cuando el medio tiempo haya expirado se toma una muestra de la señal recibida, si la señal permanece al mismo nivel se captura el bit. Si la señal recibida cambia de estado regresar al estado 1, la causa puede haber sido ruido. En caso de que no se trate de ruido, iniciar un contador para esperar por un tiempo completo de bit (estado 4). Se tomarán varias muestras de la línea mientras dure el contador, si algún cambio de señal es detectado durante este intervalo volver al estado 2. Si el tiempo completo de bit expira sin cambios en la señal recibida se captura el bit y se regresa a estado 4.

El algoritmo de la figura 3.15 se conoce con el nombre de DPLL (Digital Phase Locked Loop, o bucle de bloque de fase digital). Lo que hace el receptor que implementa este algoritmo es usar los cambios de potencia óptica que se producen en la señal luminosa recibida para determinar el inicio de un bit y el final del anterior. Cuando la potencia luminosa recibida es constante, no hay cambios, el reloj interno del receptor es el que decide donde empieza y acaba un bit.

El algoritmo DPLL es muy simple y puede ser implementado con componentes electrónicos de bajo coste, pero tiene muchas desventajas. Son necesarios frecuentes cambios de estado en la señal luminosa recibida para que el algoritmo opere sin errores. La cantidad máxima de bits, sin transición, que es capaz de procesar sin error, depende de la calidad de la línea de transmisión y de la complejidad del sistema receptor. Valores típicos para el número máximo de cadenas de varios bits 1 ó varios bits 0 seguidos, en sistemas reales, estan entre 3 y 6 bits [27].

### Codificación NRZ invertica (NRZI)



**Figura 3.16** Ejemplo de codificación NRZI.

En la sección anterior hemos visto que la codificación NRZ es muy sencilla, pero hace la vida muy difícil al sistema receptor, ya que una cadena continua de varios bits 1 o varios bits 0 implica que el sistema debe discriminar entre bits basándose en su reloj interno, lo que le hará cometer errores de interpretación. A fin de garantizar que el número de cambios en la potencia luminosa de la señal

recibida sea muy numeroso, en la práctica se usa la llamada codificación *Non-Return to Zero Inverted*, NRZI, ver figura 3.16. La mayoría de los sistemas de comunicaciones digitales basados en fibra óptica usan la codificación NRZI [27].

La codificación NRZI consiste en que cuando existe un cambio en la potencia óptica recibida en el receptor, transición desde  $P_1$  hasta  $P_0$ , o a la inversa, se interpreta el 1 lógico. Cuando no existe cambio en potencia de la señal luminosa de entrada durante varios ciclos de reloj, es decir cuando la potencia óptica,  $P_1$  o  $P_0$ , se mantiene constante durante dos, o más, ciclos de reloj, se interpreta el 0 lógico. Por lo tanto, en la codificación NRZI, el 0 lógico es representado por los cambios de estado de la señal y el 1 lógico por la ausencia de cambios.

Este algoritmo asegura que cadenas de bits 0 seguidos no causen problemas de interpretación en el sistema receptor. Por el contrario, las cadenas de bits 1 seguidos si presentan problemas, para ello es necesario suprimirlas. Esto se puede hacer de varias maneras:

- Usando un protocolo en la capa superior que elimine los bits 1 seguidos para sus propios propósitos. La familia de protocolos HDLC<sup>4</sup> inserta un bit 0 de forma incondicional cada cinco bits 1 consecutivos.
- Usando un código traductor que represente como 4 bits 5 bits reales. Codificaciones de bits que den como resultado un número insuficiente de transiciones no son usadas.

### Codificación RZ

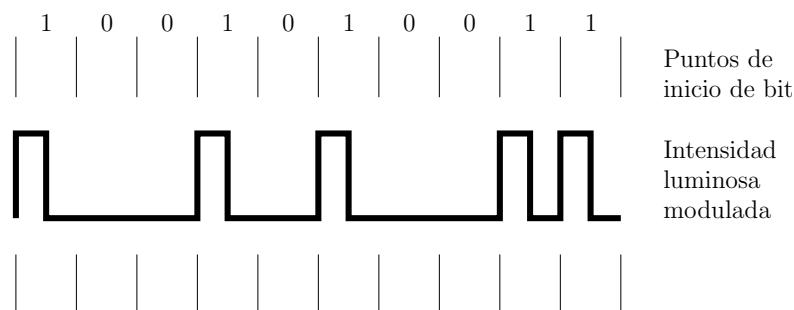


Figura 3.17 Codificación RZ.

En la codificación RZ, la señal óptica que se transmite por la fibra, se modula de tal forma que se obtiene un tren de pulsos de duración más corta que en la codificación NRZ. De hecho la potencia media,  $P_{med}$ , emitida utilizando este sistema de codificación es exactamente la mitad que la emitida usando la modulación NRZ, ver figura 3.17. Durante un tiempo de bit, sea 1 ó 0, la señal emitida siempre volverá desde su potencia máxima,  $P_1$ , a su potencia mínima,  $P_0$ . Concretamente, durante un tiempo de bit 1, la potencia óptica de la señal será  $P_1$  la mitad del tiempo y  $P_0$  la otra mitad.

<sup>4</sup>HDLC (High-Level Data Link Control, control de enlace síncrono de datos) es un protocolo de comunicaciones de propósito general punto a punto, que opera a nivel de enlace de datos. Se basa en ISO 3309 e ISO 4335. Surge como una evolución del anterior SDLC. Proporciona recuperación de errores en caso de pérdida de paquetes de datos, fallos de secuencia y otros, por lo que ofrece una comunicación confiable entre el transmisor y el receptor.



Este sistema de codificación requiere el doble de ancho de banda que el sistema NRZ, en la gran mayoría de los casos esto es un inconveniente. Por otro lado, tiene la ventaja de que, al ser los pulsos más estrechos, se reduce el efecto que provoca la dispersión. Teóricamente la duración de un pulso RZ de potencia óptica  $P_1$  es la mitad que el mismo pulso NRZ. Esto significa que la potencia media emitida *durante un tiempo de bit*, en la codificación RZ, es la mitad que en la codificación NRZ. Por tanto, si cambiamos de un sistema de modulación NRZ a otro RZ y queremos mantener la potencia óptica constante, es posible duplicar la amplitud de cada pulso emitido, es decir para  $P_0(NRZ) = P_0(RZ) = P_0$ :

$$P_{med}(NRZ, t_{bit}) = P_{med}(RZ, t_{bit}) = \frac{P_1(RZ, t_{bit}) + P_0}{2} \quad (3.11)$$

siendo  $P_1(RZ, t_{bit}) = 2P_1(NRZ, t_{bit})$ .

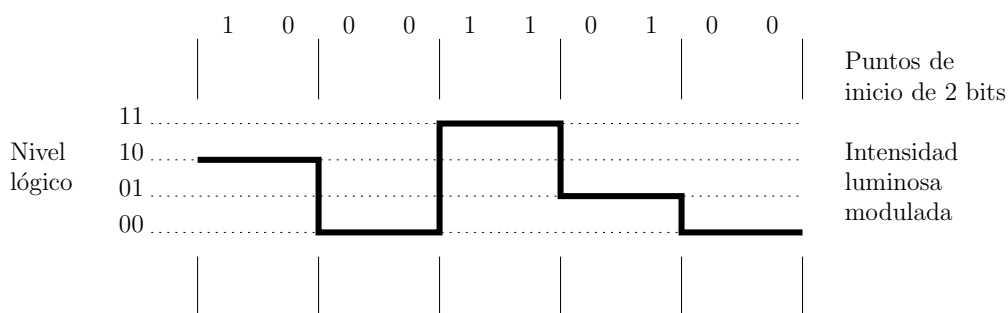
En algunos estudios se sugiere que la probabilidad de error, al interpretar un bit en el sistema receptor, se reduce usando el sistema de codificación RZ en lugar de NRZ, aunque el ancho de banda del sistema receptor se haya optimizado para una codificación NRZ [32].

### 3.3.2.2. Codificación multiestado

Con la codificación multiestado es posible representar, en una sola línea de comunicación, varios bits. En un sistema que use 16 estados discretos es posible representar grupos de 4 bits por estado. En un sistema electrónico es posible utilizar la amplitud y la fase de la señal transmitida, usando la codificación multiestado, para crear estados únicos en el canal de comunicación que representan combinaciones particulares de bits. En los sistemas de comunicación ópticos no es posible usar, de forma sencilla, la fase de la señal portadora para este propósito, sin embargo es posible usar la amplitud.

La codificación multiestado hace posible la transmisión de una cantidad mayor de bits por segundo, si se compara con los anteriores tipos de codificación, para el mismo ancho de banda. Sin embargo tiene una serie de inconvenientes que se verán en los dos siguientes apartados [27].

### Principios básicos



**Figura 3.18** Codificación de 2 bits en  $2^2$  estados.

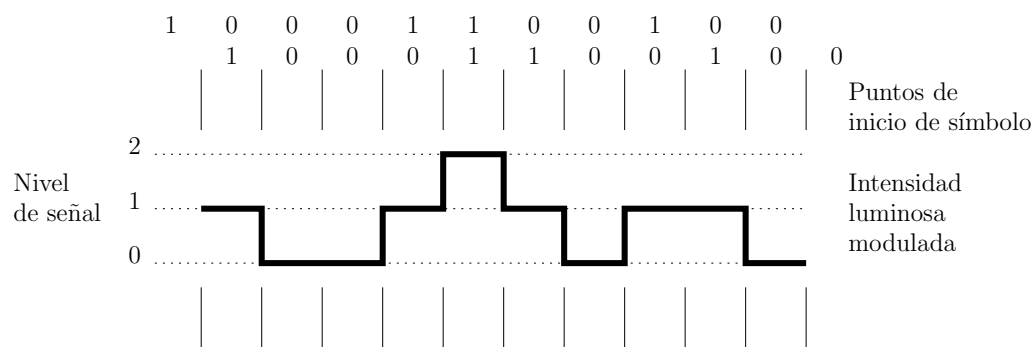
En la figura 3.18 se ilustra el principio básico de la codificación multiestado. Cada cambio de estado de la señal o periodo, conodido como símbolo o baudio

(baud), representa dos bits. La frecuencia de la señal (frecuencia de cambios de estado) es la mitad comparada con una señal NRZ o NRZI. Sin embargo ahora se envían cuatro estados diferentes, en lugar de dos, por el mismo canal de comunicación [27].

Los inconvenientes con este tipo de codificación son:

- En el caso más desfavorable, la diferencia de potencia óptica entre dos estados de la señal se ve reducida a una cuarta parte si se compara con los sistemas de codificación NRZ, NRZI y RZ. Por tanto es necesario el uso de receptores con, como mínimo, cuatro veces más sensibilidad para poder detectar estos cambios.
- Los sistemas de transmisión que modulan la señal óptica se complican, debe ser capaz de modular la señal teniendo en cuenta estos cuatro niveles. Por otro lado el sistema receptor debe ser capaz de interpretarlos.

### Doble binaria



**Figura 3.19** Codificación doble binaria (2 bits en 3 estados)

En la codificación doble binaria (duo-binary coding) aparecen tres niveles de señal, se reduce la ocupación de ancho de banda en comparación con la codificación NRZ. El principio de funcionamiento es simple, los símbolos son combinaciones del bit que está siendo enviado en el instante actual y el bit que fué enviado en el instante anterior. En la figura 3.19 se observa que hay tres niveles, en este caso numerados como 0, 1 y 2. La regla para combinar el bit en curso con el anterior es la siguiente:

- $1 + 1 = \text{estado } 2$ .
- $1 + 0 = \text{estado } 1$ .
- $0 + 1 = \text{estado } 1$ .
- $0 + 0 = \text{estado } 0$ .

Viendo la figura 3.19 nos damos cuenta de que el número de transiciones (cambios en la potencia óptica emitida) es menor que en la codificación NRZ. En este caso las necesidad de (comparando con NRZ) más niveles de potencia óptica se compensan con una mayor sensibilidad en el receptor y la necesidad de un menor

ancho de banda. Uno de los problemas es que un único error de bit puede propagarse en una gran distancia y acumularse con el tiempo. Otro problema es que una cadena, que se alargue en el tiempo, de bits que representen el estado 1 (01010101010), en este caso el receptor puede tener problemas para distinguir bits [27].

### 3.3.2.3. Modulación de frecuencia (FSK)

La modulación de frecuencia (FSK: Frequency Shift Keying) es una técnica en la cual la información digital se transmite por medio de un conjunto discreto de cambios en la frecuencia de la señal portadora. La modulación más básica es la conocida como FSK binaria (BFSK: Binary FSK). En este caso se usa un par de frecuencias para transmitir datos binarios, una frecuencia para representar el 0 lógico y otra para el 1. En BFSK, el 1 es conocido como frecuencia de marca y el 0 como frecuencia de espacio.

Es difícil modular la frecuencia de un láser, esta es una de las razones por lo que las técnicas de FM no se usan de forma general en los sistemas de comunicación ópticos. Sin embargo, existen comercialmente unos láseres conocidos con el nombre de *Distributed Bragg Reflector Silicon Evanescent Laser* [33] cuya frecuencia puede ser modulada introduciendo variaciones en su corriente de polarización. Este tipo de láseres, DBR, pueden modularse a frecuencias cercanas a los 4Gbps. El ancho de banda del dispositivo puede ser considerablemente menor que el ancho de banda de la señal modulada. El verdadero problema del uso de técnicas FM en el entorno de las comunicaciones ópticas es la necesidad del uso de detectores coherentes [27].

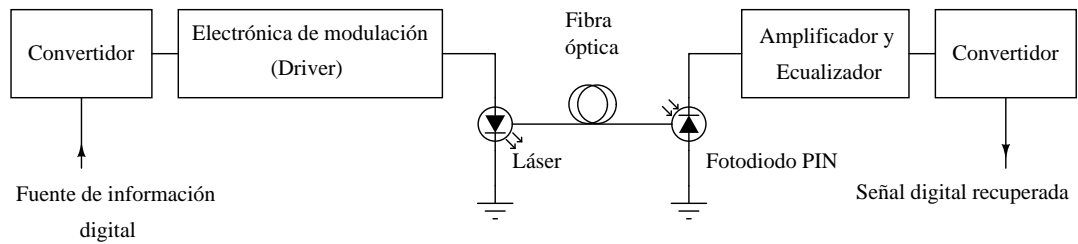
### 3.3.2.4. Modulación de fase (PSK)

La modulación de fase ó modulación por cambio de fase (PSK: Phase Shift Keying) es una técnica que consiste en modular la fase de una señal portadora para transmitir datos digitales.

La modulación PSK usa un número finito de fases para representar datos binarios, a cada fase se le asigna un único patrón de dígitos binarios. Normalmente, cada fase codifica un número idéntico de bits. Cada patrón de bits forma lo que se conoce como *símbolo*, cuya representación es una fase en concreto. La técnica de desmodulación, que se diseña para cada símbolo concreto generado en la modulación, debe ser capaz de determinar la fase de la señal recibida y mapearla con el símbolo que representa para poder obtener la señal original.

### 3.3.3. Sistemas optoelectrónicos de modulación OOK

En esta sección describiremos un sistema completo de transmisión de datos por fibra óptica, nos ocuparemos de drivers para modular diodos láser con señales digitales, es decir modulación ON OFF. No se pretende entrar en detalles sobre la electrónica de ninguno de los bloques (esto se analizará en capítulos posteriores), simplemente queremos situar al lector en el marco inicial que le servirá para entender la problemática con la que se enfrenta el diseñador, desde un punto de vista puramente electrónico, para conseguir que todo funcione dentro de los objetivos que hemos fijado en la introducción de este proyecto.



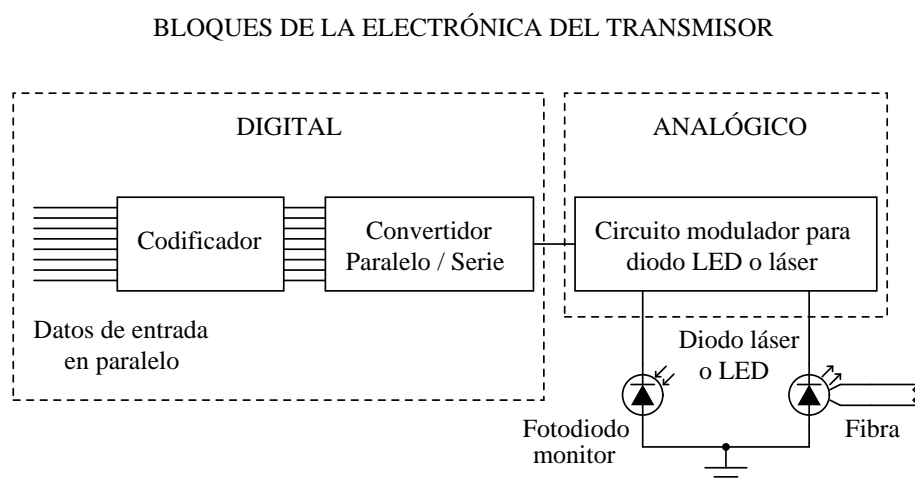
**Figura 3.20** Diagrama de bloques de un sistema óptico con enlace de fibra.

En la figura 3.20 se esquematiza de forma simplificada un sistema de comunicaciones óptico unidireccional para la transmisión de datos digitales. El sistema consta de un transmisor que recibe la información digital en forma de señal eléctrica, esta señal eléctrica es transformada en señal luminosa para posteriormente ser transformada de nuevo en señal eléctrica en el receptor. La fuente de datos digital puede ser serie o paralelo por tanto es necesaria una conversión (representada por el bloque convertidor) tanto en la transmisión como en la recepción.

El bloque de modulación se encargará de inyectar las corrientes adecuadas al láser para que este emita luz coherente en todo momento, este bloque es el que modula el diodo con la señal de entrada para convertir la información eléctrica en información luminosa.

El bloque de amplificación y filtrado se encargará de amplificar la pequeña señal que proviene del fotodiodo, esta pequeña señal no es más que la transformación de la información luminosa proveniente del láser en información eléctrica. Después de ser amplificada y filtrada esta señal eléctrica debe ser una réplica exacta de la señal eléctrica proveniente de la fuente.

### 3.3.3.1. Análisis de los bloques de un transmisor

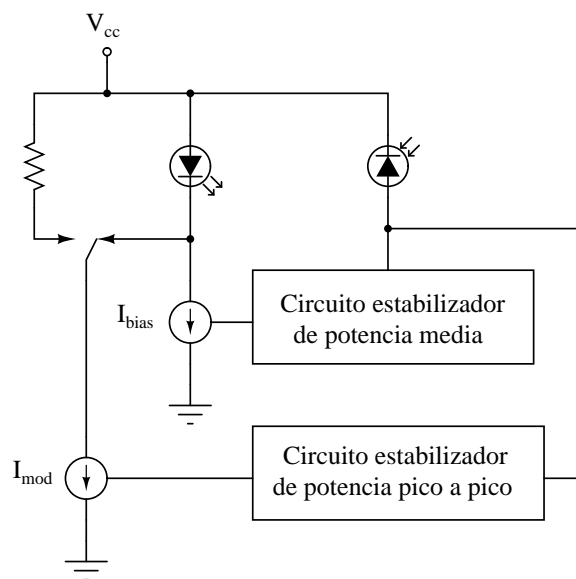


**Figura 3.21** Diagrama de bloques general del circuito transmisor.

En la figura 3.21 se representa de manera esquemática los bloques fundamentales que componen un sistema de transmisión dentro de lo que es una plataforma

de comunicaciones óptica. Tenemos una parte digital que es la encargada de serializar los datos provenientes de la fuente, si estos vienen en paralelo. En caso contrario este bloque desaparecería o se sustituiría por algún bloque adaptador de niveles (en este proyecto no trataremos nada de este bloque). El bloque que forma el circuito modulador del láser o driver es el encargado de suministrar las corrientes necesarias para que el láser trabaje siempre por encima del umbral.

Un esquema más detallado de un driver puede verse en la figura 3.22, en dicha figura se muestra el esquema funcional de un driver que acopla en DC la corriente de bias y que conmuta la corriente de modulación. La corriente de modulación conmuta al ritmo de la señal eléctrica a la entrada del driver. Este tipo de modulación se usa para la transmisión de señales digitales.



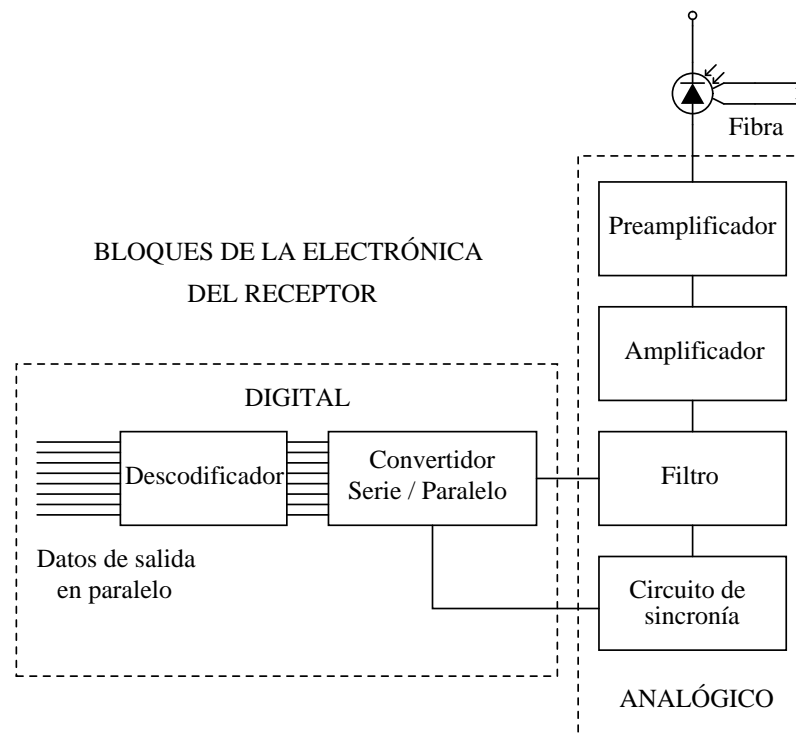
**Figura 3.22** Diagrama funcional de un driver con corriente de bias acoplada en DC.

La corriente umbral del diodo láser varía dependiendo de la temperatura a la que trabajada, esto implica que si queremos mantener la corriente de bias por encima del umbral debemos implementar en el driver algún sistema que monitorice, de alguna manera, esta corriente para inyectar en todo momento una corriente de bias superior a la de umbral y que esté alejada de ésta siempre la misma distancia en la curva optoelectrónica. Para ello es necesario añadir un bloque auxiliar conectado al fotodiodo monitor del láser que monitorice la potencia media emitida por el diodo láser y regule, en función de la potencia media, la corriente de bias (ver figura 3.22). Por otro lado, la eficiencia cuantica del láser, o lo que es lo mismo la pendiente de su curva optoelectrónica, también varía en función de la temperatura de trabajo. Esta variación en la pendiente implica una variación en la amplitud de los pulsos ópticos emitidos por el láser. Por tanto es necesario añadir otro bloque que se encargue de corregir esto, en la figura 3.22 lo representamos como circuito estabilizador de la potencia pico a pico.

### 3.3.3.2. Análisis de los bloques de un receptor

El sistema de recepción es el encargado de convertir la señal óptica proveniente del láser en una señal eléctrica idéntica (lo más posible) a la introducida en el

transmisor. La fotocorriente que genera el fotodetector depende, además de otros factores (ver capítulo 2), de la responsividad del fotodiodo, pero por lo general es muy pequeña.



**Figura 3.23** Diagrama de bloques general de un receptor óptico.

En la figura 3.23 vemos el diagrama de bloques de un sistema receptor. Como ya hemos dicho con anterioridad los bloques de la electrónica digital no nos interesan y no serán analizados en este documento. Nos centraremos, por tanto, en la parte analógica del sistema. De los bloques que componen el receptor óptico, el preamplificador es el más crítico. Este debe convertir los niveles bajos de corriente que proporciona el fotodetector en niveles altos de voltaje de señal analógica o digital, con distorsión tolerable.

El bloque amplificador se usa para aumentar aún más el nivel de la señal de entrada y compensar las variaciones de amplitud de la misma con variaciones en la ganancia. Esto se consigue usando amplificadores lineales de ganancia variable o amplificadores no lineales (estos últimos sólo en el caso de transmisión digital). El objetivo es conseguir a la salida del bloque amplificador una señal cuya amplitud sea constante independientemente de las variaciones en la amplitud de la señal de entrada.

# Capítulo 4

## Estudio de plataforma de comunicaciones ópticas para transmisión de datos

### 4.1. Introducción

En este capítulo presentaremos las bases para el diseño de circuitos electrónicos de transmisión y recepción de datos por canales de comunicación basados en fibra óptica. El sistema trabajará con señales digitales NRZ, con una tasa de transmisión de entre 100 y 200Mbps, aunque el objetivo es superar este margen. Para encontrar la forma de mejorar la respuesta en frecuencia de los diseños, se tienen en cuenta todos los factores que pueden limitar el ancho de banda:

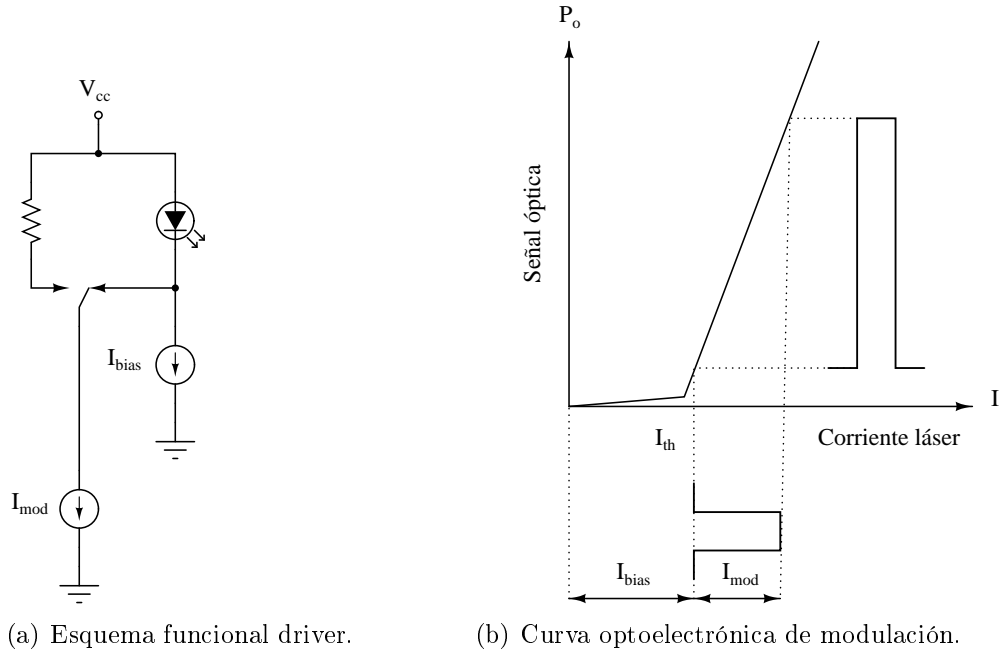
- Aparición de componentes parásitos. Para minimizar estos efectos se eligen componentes de montaje superficial o SMD (Surface Mount Devices), debido a su mínimo encapsulado estos componentes tienen una impedancia parásita muy baja en las conexiones con la superficie de montaje.
- Adaptación de impedancias. Es necesario poner atención en el diseño de las conexiones PCB y en la conexión del driver con el encapsulado del laser semiconductor para evitar reflexiones de señal.
- Polarización del láser. Una polarización estable del láser, para mantenerlo por encima del umbral, permite obtener una respuesta lineal y minimiza el retardo del dispositivo.
- Diseño electrónico. Estudio comparativo de las configuraciones electrónicas, atendiendo a las limitaciones que pueden presentar cuando se quiere que trabajen a un frecuencia elevada.

### 4.2. Transmisores ópticos: driver modulación LASER

El driver es la parte electrónica encargada de polarizar y modular el dispositivo optoelectrónico, en este caso un láser semiconductor. La polarización del láser semiconductor consiste en inyectar la corriente necesaria para que el dispositivo

trabaje por encima de la corriente umbral, con esto conseguimos linealidad y rapidez en la respuesta. La modulación consiste en producir variaciones en la potencia óptica emitida por el láser en función de las variaciones de la señal introducida, que es la que queremos transmitir.

El funcionamiento básico de un driver para modulación de señales digitales se muestra en las figuras 4.1(a) y 4.1(b).



**Figura 4.1** Funcionalidad de un driver como modulador de pulsos digitales.

La función principal que debe cumplir el driver es la de inyectar en el láser las corrientes de bias y de modulación adecuadas, la amplitud de modulación debe ser ajustable. Podemos modular un driver con cualquier tipo de señal, pero en este proyecto abordaremos el diseño de drivers para modular láseres de semiconductor con señales digitales (modulación OOK, codificación NRZ), la figura 4.1(b) muestra esta idea. La corriente de bias  $I_{bias}$  acoplada en DC debe permanecer constante en la zona lineal de la curva optoelectrónica. Es importante que el láser trabaje por encima del umbral, no sólo para conseguir una respuesta lineal, sino para que la reespuesta temporal del dispositivo se óptima.

La modulación del dispositivo se produce alternando una corriente extra (llamada corriente de modulación  $I_{mod}$ ) que conmuta de forma simultánea con la señal digital de entrada. Idealmente, la corriente de bias debe seguir los cambios de la corriente de umbral del láser y la corriente de modulación los que se producen en la eficiencia cuántica. Esto se consigue con los bloques de estabilización de potencia media y potencia de pico que se han introducido en el capítulo 3, sección 3.3.3.1 (ver figura 3.22).

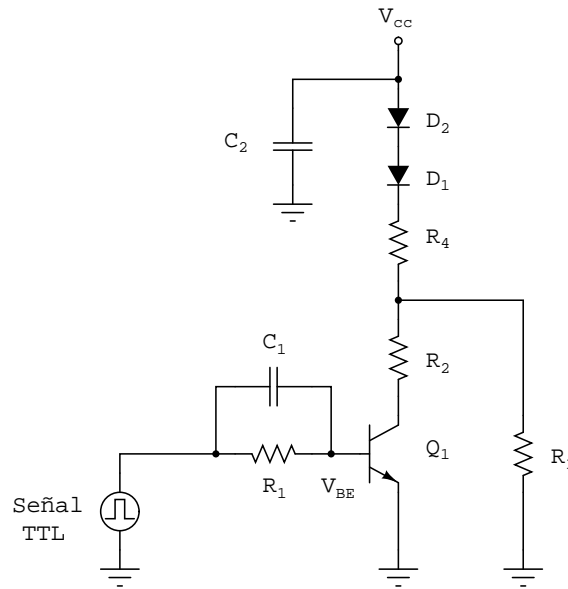


### 4.2.1. Estudio comparativo de circuitos básicos de modulación digital

El objetivo de este estudio es analizar la respuesta en frecuencia de diferentes configuraciones electrónicas usando componentes discretos convencionales. Queremos ver que factores limitan la respuesta en frecuencia del driver y que soluciones podemos aportar para mejorarla. En esta sección presentaremos algunos de los circuitos básicos montados en el laboratorio, en estos montajes nos daremos cuenta de los problemas que hay que superar para conseguir mejorar las frecuencias de modulación de los láseres.

#### 4.2.1.1. Driver emisor común

Un circuito de modulación básico para transmisión de datos digitales se muestra en la figura 4.2. Este driver fue montado en una placa de pruebas en lugar de PCB, el transistor usado fué un BFR93A por su elevada frecuencia de transición ( $f_T = 6 \text{ GHz}$ ) y por tener un encapsulado SMD, que reduce en gran medida muchos de los parásitos que aparecen en los encapsulados tradicionales (aunque en este caso no es estrictamente necesario su uso).



**Figura 4.2** Driver de una etapa en emisor común.

Como podemos ver en la figura 4.2 se trata de un driver sencillo formado por un transistor en emisor común, las corrientes  $I_{bias}$  e  $I_{mod}$  son determinadas por la resistencia equivalente propia del láser ( $R_4$ ) y por  $R_2$  y  $R_3$  como puede verse en (4.1).

$$I_{min} = \frac{V_{cc} - (V_{D1} + V_{D2})}{R_3 + R_4} \quad I_{max} \simeq \frac{V_{cc} - (V_{D1} + V_{D2})}{R_4 + R_2 \parallel R_3} \quad (4.1)$$

$$I_{bias} = I_{min} \quad I_{mod} = I_{max} - I_{min}$$

Una de las principales desventajas, en cuanto a velocidad de conmutación se refiere, de los circuitos transistorizados saturantes, como el de la figura 4.2, es el

tiempo de retardo por almacenamiento. La intensidad por la base es mucho mayor que la mínima requerida para saturar el transistor, lo que se traduce en un exceso de carga almacenada en la región de la base que es necesario extraer para que se pase de nuevo al estado de *corte*. Este retardo produce una distorsión en el pulso de corriente de salida (intensidad de colector) que sirve para modular el láser. El condensador  $C_1$  sirve para reducir el tiempo de retardo por almacenamiento proporcionando una corriente inversa que extrae los portadores en exceso de la base, disminuyendo el tiempo de extracción de los portadores en exceso se consigue aumentar la rapidez de conmutación del transistor.

En el estado de *conducción* la tensión en el condensador es  $|I_B|R_1$  de manera que el condensador acumula una carga igual a  $|I_B|R_1C_1$ . Se puede ajustar  $C_1$  para que la extracción de carga en exceso de la base se realice lo más rápidamente posible, haciendo que la carga del condensador sea igual o mayor que la carga *total* en exceso de la base en el estado de *conducción*. Sabiendo que valor aproximado de la *capacidad base-emisor* para el transistor BFR93A es  $C_{be} = 1,5pF$  (ver hojas de características), es fácil averiguar el valor adecuado para  $C_1$ . Siendo  $q_a$  la carga acumulada por  $C_1$  y  $q_b$  la carga en exceso de la base, debe cumplirse que  $q_a \geq q_b$  para que se produzca una extracción rápida de la carga en exceso, en (4.2) podemos ver como se calcula el valor adecuado de  $C_1$ , que depende de la tensión máxima de la señal de entrada (en este caso 5V al ser una señal TTL), de la tensión base-emisor del transistor y de la capacidad parásita que existe en dicha unión.

$$\begin{aligned} q_a &= |I_B|R_1 C_1 \\ q_b &= V_{BE} C_{eb} \\ |I_B|R_1 C_1 &\geq V_{BE} C_{eb} \\ (5V - V_{BE}) C_1 &\geq V_{BE} C_{eb} \Rightarrow C_1 \geq \frac{V_{BE}}{(5V - V_{BE})} C_{eb} \end{aligned} \tag{4.2}$$

En este caso el valor de la capacidad de  $C_1$  necesario para una rápida extracción de la carga en exceso es

$$C_1 \geq \frac{0,7V}{(5V - 0,7V)} 1,5 \times 10^{-12}F = 24,4pF \tag{4.3}$$

Para nuestro caso concreto, nos referimos al circuito de la figura 4.2, decidimos que un valor de  $33pF$  era suficiente para un funcionamiento adecuado del diseño, más adelante en el apartado de caracterización veremos los resultados obtenidos con este driver.

#### 4.2.1.2. Driver diferencial

La carga almacenada en exceso en la base del transistor, produce un retardo en el pulso de corriente de salida, lo que limita la respuesta en frecuencia (o velocidad de conmutación) del circuito. Se ha estudiado la manera de reducir este retardo por almacenamiento colocando un condensador en paralelo con la resistencia de la base. Pero si queremos conmutar por encima de los 20Mhz estas mejoras en el circuito exterior no son suficientes, es necesario eliminar por completo este retardo.

Esto sólo es posible impidiendo, de alguna manera, la saturación del transistor. Existen varias configuraciones que impiden la saturación de los transistores:

- Usando diodos cortadores para limitar la tensión colector-base de modo que la unión colectora no pueda estar nunca polarizada directamente.
- Regulando, de alguna forma, la corriente de colector en el estado de conducción de modo que la caída de tensión en la carga sea insuficiente para saturar el transistor.

En la práctica, para evitar la saturación, se suelen usar etapas diferenciales formadas por dos transistores con los emisores acoplados. En esta configuración la corriente de emisor en el estado de conducción está determinada por un circuito generador de corriente (o fuente de corriente), la máxima corriente que circulará por los transistores vendrá determinada por esta fuente. A los circuitos con este tipo de topología se les denomina *circuitos lógicos por el método de la corriente* (CML). En la figura 4.3 se puede ver el esquema de un circuito práctico que se montó en el laboratorio. La fuente de corriente se ha implementado con un transistor autopolarizado, este tipo de configuración da muy buenos resultados cuando se trata de mantener la corriente constante frente a las variaciones en la temperatura de trabajo, pero no es inmune al efecto Early.

En este caso la señal de entrada ya no es TTL sino PECL, debido a que la tensión en el emisor de  $Q_1$  no es 0V, sino que está determinada por la tensión *fija* que hay en la base de  $Q_2$ . Para que el transmisor funcione de manera óptima, es necesario que el nivel de tensión de entrada correspondiente al cero lógico se sitúe en torno a la tensión que se ha fijado en el colector de  $Q_3$ .

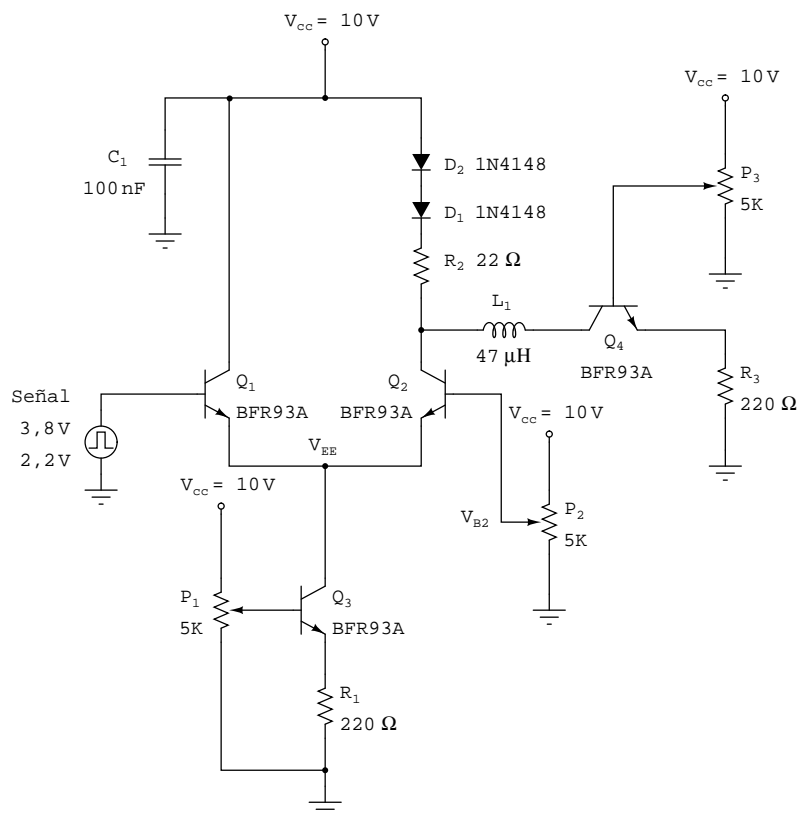


Figura 4.3 Driver CML montado en PCB con transistores de AF.

Este diseño, aunque simple, consigue eliminar el problema de la saturación. Entre sus limitaciones destaca la de que, como ya se ha comentado, los niveles de tensión de la señal de entrada son dependientes del nivel de tensión que exista en la base de  $Q_2$  y, además, esta tensión (fijada por  $P_2$ ) limita la corriente generada por  $Q_3$ . La ecuación en activa y estática del BJT convencional teniendo en cuenta el efecto Early es

$$I_C = \beta_o \left( 1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right) I_B \quad (4.4)$$

de la ecuación anterior se deduce claramente que variaciones en la tensión colector-emisor producen variaciones en la corriente de colector del transistor. Ahora volvamos al circuito representado por el esquema de la figura 4.3, observamos como la tensión de colector de  $Q_3$  ( $V_{EE}$ ) se ve influida por la señal de entrada del circuito lo que se traduce en variaciones de la tensión en el colector de  $Q_3$ , estas variaciones influirán en la tensión colector-emisor del transistor, de lo que se deduce que la corriente de modulación del láser no será constante como debiera ser idealmente.

El nivel de tensión correspondiente al uno lógico, en este montaje en particular, no sobrepasará en un voltio (aproximadamente) al nivel correspondiente al cero lógico, ya que la tensión  $V_{BE}$  máxima en el modelo BFR93A es de 2V.

En (4.5) tenemos las expresiones que fijan las corrientes de modulación para este circuito.

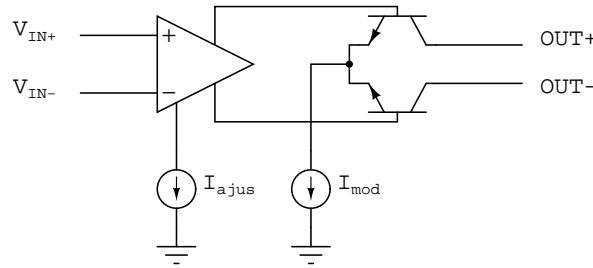
$$I_{bias} = \frac{V_{cc} - V_{DL} - V_{CEQ4}}{R_3} \quad (4.5)$$

$$I_{mod} = \frac{V_{EE} - V_{CEQ3}}{R_1}$$

Debemos evitar, en la medida de lo posible, que la corriente de bias se vea afectada por señales de ruido en la fuente de alimentación y por la propia señal de entrada. Esto se consigue añadiendo la bobina  $L_1$  que presenta una elevada impedancia en señal, este tipo de bobinas se suelen denominar bobinas de choque (o simplemente choques). La estabilidad en la tensión de alimentación se asegura parcialmente con el condensador de bypass  $C_1$ .

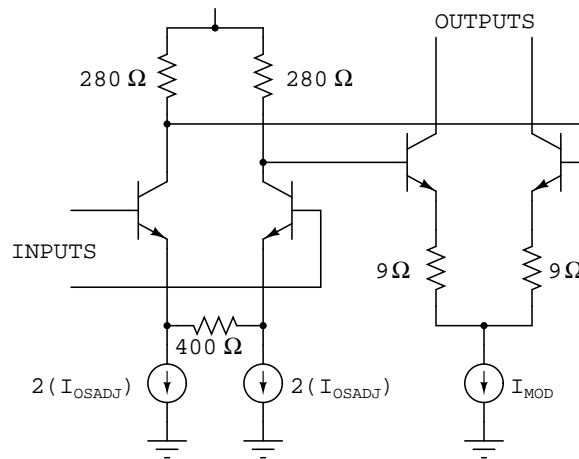
#### 4.2.1.3. Driver diferencial con buffer de entrada

Para solucionar las variaciones de tensión que se presentan, debido a la señal de entrada, en los emisores acoplados del driver diferencial, se pensó en añadir una etapa más al transmisor, una especie de buffer entre la señal de entrada y la etapa que modula el láser. Recordemos que estas variaciones en la tensión de los emisores acoplados hacía variar la corriente de modulación ( $I_{mod}$ ). Esta idea se extrajo de la documentación que ofrece MAXIM sobre sus drivers integrados para modular láseres. En la figura 4.4 se muestra el diagrama de bloques elemental de la documentación de MAXIM.



**Figura 4.4** Etapa diferencial con buffer de entrada.

En la documentación de MAXIM, también se ofrece un esquema un poco más detallado de como se ha diseñado este buffer de entrada, básicamente se trata de otra etapa diferencial que no permite grandes variaciones de tensión en los emisores acoplados de la segunda etapa y, por tanto, impide las posibles variaciones en la corriente de modulación. En la figura 4.5 podemos ver esta idea.



**Figura 4.5** Detalle del buffer de entrada.

### 4.2.2. Interfaz driver diodo láser

Uno de los puntos clave que debemos de tratar en este trabajo y que entra dentro de lo que es el diseño del driver, es la interfaz entre éste y el diodo láser. Entendemos por interfaz: el punto de unión entre el láser semiconductor, los componentes pasivos para polarizarlo y compensar efectos parásitos, con la salida del driver. Este punto debe estudiarse en profundidad tanto en el diseño de drivers comerciales [34] como en el diseño de drivers con componentes discretos. Los tres puntos en los que podemos dividir este problema son los siguientes:

- La etapa de salida del driver.
- Las características electrónicas del diodo láser.
- La interfaz o unión entre ambos, en este caso una placa PCB, con sus correspondientes características electrónicas.

Del primer y tercer punto nos encargaremos en esta sección, el segundo se introdujo en el capítulo 2, sección 2.1.2.5. Para profundizar en el diseño de placas PCB se recomienda al lector que lea los apendices que hay al final del documento.

## 4.2.2.1. Estructura de salida en un driver diferencial

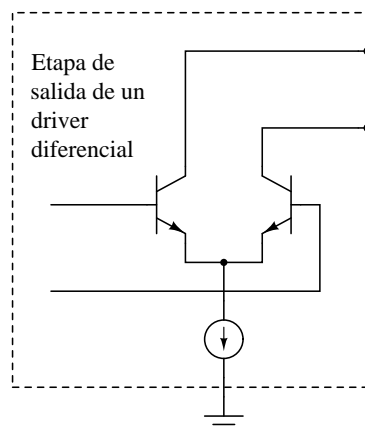


Figura 4.6 Etapa de salida en un driver diferencial.

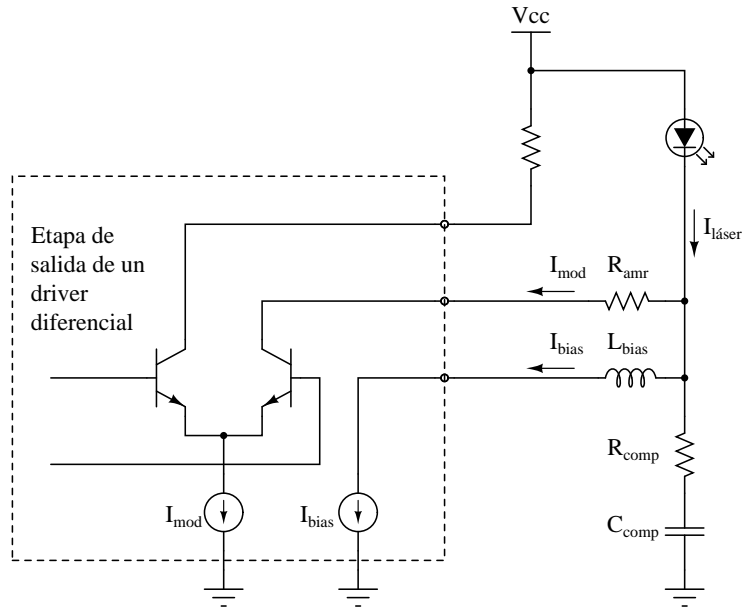
Es importante mantener constante la impedancia en el cátodo del diodo láser, de tal manera que la carga que aparece en la etapa de salida del driver permanezca lo más estable posible frente a la frecuencia de modulación. Una carga inestable en la salida del driver puede causar reflexiones en la señal, ringing y otros fenómenos que perjudicarán la calidad de la señal óptica que entregará el diodo láser. Ya hemos visto, en los diseños con drivers diferenciales empleados hasta el momento, que introducíamos una bobina de choque en serie con la fuente de corriente que fija la intensidad de bias. Dicha fuente tiene asociada una capacidad parásita en paralelo que da como resultado una impedancia  $Z_{bias}$  que varía en función de la frecuencia. El efecto de dicha impedancia se atenúa colocando una bobina entre la fuente de corriente de bias y el cátodo del diodo láser. Esta bobina no tiene efecto sobre la corriente de bias, que debe permanecer constante, pero por otro lado aparece como una elevada impedancia para la corriente de modulación.

## Acoplo driver láser en DC

El acoplo en DC entre el diodo láser y la etapa de salida del driver es la solución más simple, este tipo de acoplo se ilustra en la figura 4.7.

Debemos fijar un margen de tensión suficiente en la etapa de salida del driver que permita trabajar a las fuentes de corriente que fijan las corrientes de modulación y que nos asegure una tensión para polarizar en directa el diodo láser. Cuando hablamos de margen de tensión, nos referimos al valor de tensión que resulta de restar a la tensión de alimentación  $V_{cc}$  la suma de las caídas de tensión de una de las ramas del circuito. Hay que tener en cuenta que las fuentes de corriente que suministran  $I_{mod}$  e  $I_{bias}$  están formadas por circuitos autopolarizados o espejos de corriente implementados con transistores y que se ven perjudicadas, como ya hemos mencionado anteriormente, por el efecto Early, lo que implica que debemos prestar atención en dejar la suficiente tensión en los colectores de los transistores que forman dichas fuentes para que funcionen correctamente.

Por ejemplo, para el cálculo del margen de tensión en la rama del circuito de salida por la que circula  $I_{mod}$ , debemos incluir la caída de tensión asociada al propio



**Figura 4.7** Etapa de salida en un driver diferencial acoplado en DC al láser.

diodo láser, el voltaje transitorio producido por la inductancia parásita debido a su encapsulado y la caída en la resistencia de amortiguación  $R_{amr}$ .

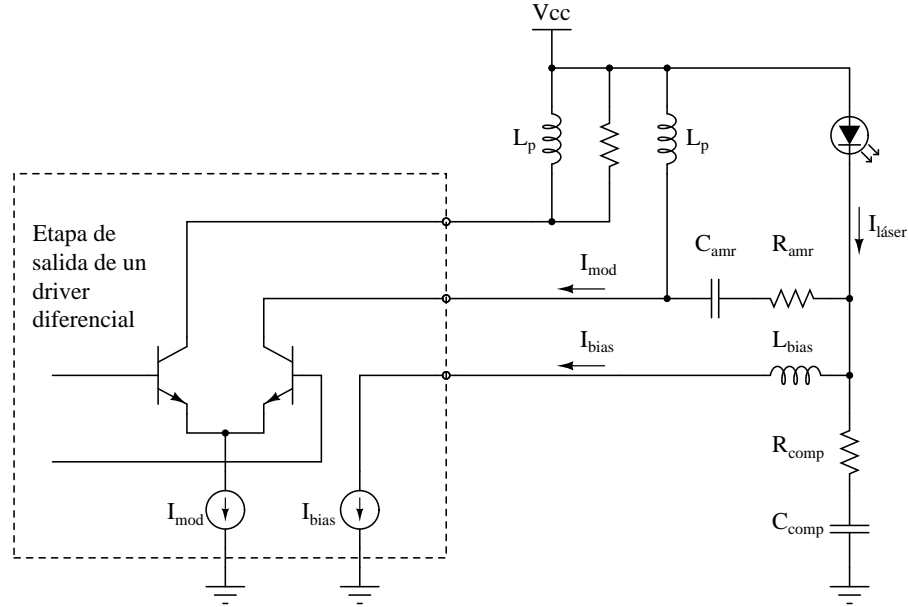
El láser Fabry-Perot FU-427SLD-F1 usado en las pruebas realizadas en este proyecto tiene una tensión de operación en directa de 1,1V hasta 1,5V máximo. Esta tensión es la suma de la tensión bandgap (banda prohibida) y la caída en la resistencia en serie equivalente del láser que para este tipo de láseres está en torno a los  $4\Omega$  hasta los  $6\Omega$ .

La caída de tensión transitoria es debida a la rápida conmutación de las corrientes de modulación a lo largo de la inductancia parásita que aparece en el encapsulado del diodo láser. Una medida aproximada de la magnitud que tiene la sobretensión en la bobina puede obtenerse de la expresión:  $V_L = L \frac{\Delta i}{\Delta t}$ . Asumiendo una inductancia parásita de alrededor de  $1,5nH$  y una corriente máxima de modulación típica (en nuestros experimentos) de  $35mA$  con un tiempo de conmutación de las corrientes de modulación de  $40ps$ , que es el mismo que el del generador de pulsos HP 8133A usado para las pruebas del laboratorio desde el 20 % hasta el 80 % de la amplitud del pulso. El valor de la corriente de modulación durante el 20 % hasta el 80 % del tiempo de transito es aproximadamente el 60 % del valor de la corriente total  $0,6 \times 35mA = 21mA$ . Usando la expresión anterior obtenemos  $V_L \approx (1,5nH) \cdot (21mA/40ps) = 0,79V$ .

El diodo láser usado para las pruebas en el laboratorio FU-427SLD-F1 tiene una caída de tensión máxima en directa de 1,5V. Esta caída de tensión es la suma de la tensión de bandgap y la caída de tensión en su resistencia serie equivalente  $V_F = V_{BG} + IR_L$ . Teniendo en cuenta todo lo explicado en el párrafo anterior podemos proceder al cálculo del margen de tensión. La caída de tensión en la resistencia  $R_{amr}$  es  $I_{mod}R_{amr} = 35mA \cdot 20\Omega = 0,7V$ , por tanto, el margen de tensión será  $V_{min} = V_{cc} - 0,7V - 0,79V - 1,5V = V_{cc} - 2,99V$ . En nuestro caso  $V_{cc} = 5V$  por tanto nos queda un margen de tensión para el láser y la fuente de corriente de 2V.

### Acoplo driver láser en AC

Para mejorar el margen de tensión descrito en la sección de acoplo en DC podemos acoplar en AC el driver al diodo láser. Esto se consigue añadiendo en serie con la resistencia de amortiguación  $R_{amr}$  la capacidad  $C_{amr}$  y un par de bobinas de pullup,  $L_p$ , como se observa en la figura 4.8.



**Figura 4.8** Etapa de salida en un driver diferencial acoplado en AC al láser.

La tensión en el acoplo en AC se distribuye como sigue:

- La caída de tensión en el diodo láser, que sólo depende de la caída en su resistencia serie equivalente no de la tensión de bandgap, que es igual a la corriente de modulación  $I_{mod}$  por dicha resistencia.
- La caída de tensión transitoria debida a la inductancia equivalente del encapsulado del diodo láser. Esto no cambia con respecto a lo explicado en el acoplo en DC.
- La caída de tensión en la resistencia de amortiguación  $R_{amr}$ , que es igual a la mitad del producto de la corriente de bias  $I_{bias}$  por dicha resistencia.

Nos pararemos un poco para analizar el último de los puntos del apartado anterior (la caída de tensión en  $R_{amr}$ ). Para ello analizaremos la corriente que circula por el condensador de acoplo en AC  $C_{amr}$  y la corriente en el nodo al que se conecta el cátodo del diodo láser (ver figura 4.8). La corriente a través de  $C_{amr}$  debe tener un valor medio de 0A y un margen dinámico de pico a pico igual al de la corriente de modulación  $I_{mod}$ . Para que esto se cumpla, la mitad de la corriente de modulación debe fluir hacia  $C_{amr}$ , desde el diodo láser durante la parte alta del pulso óptico de salida y la otra mitad debe salir de  $C_{amr}$  hacia el láser durante la parte baja del mismo pulso óptico. La corriente en el láser  $I_{láser}$  es la suma de las corrientes en el nodo al que se conecta el cátodo. Esto significa que durante el nivel alto del pulso óptico la corriente por el láser será



$$I_{láser} = I_{bias} + \frac{I_{mod}}{2} \quad (4.6)$$

mientras que en el nivel bajo será

$$I_{láser} = I_{bias} - \frac{I_{mod}}{2} \quad (4.7)$$

La diferencia de corrientes durante el nivel alto y el bajo es entonces

$$\left(I_{bias} + \frac{I_{mod}}{2}\right) - \left(I_{bias} - \frac{I_{mod}}{2}\right) = I_{mod} \quad (4.8)$$

Para el cálculo del margen de tensión podemos basarnos en el razonamiento presentado para el acoplo en DC haciendo unas modificaciones para adaptarlo a los cambios introducidos en el acoplo en AC. Para el caso de acoplo en AC, asumimos que la resistencia equivalente, para láseres Fabry-Perot, es de  $5\Omega$  y, por tanto, el margen de tensión resultante será  $V_{min} = V_{cc} - (35mA)(5\Omega) = 0,79V - (35mA/2)(20\Omega) = V_{cc} - 1,315V$ . Para una tensión de alimentación  $V_{cc} = 5V$ , tenemos un margen de tensión para el láser de  $3,685V$ , este margen permite una rápida conmutación de la corriente en la etapa de salida del driver.

La desventaja del acoplo en AC es que se necesitan más componentes en la etapa de salida del par diferencial con respecto al acoplo en DC. Estos componentes adicionales son el condensador de acoplo en AC y las bobinas y resistencia de pullup para polarizar los colectores de los transistores que forman la etapa de salida del driver (ver figura 4.8). Como estos componentes forman parte de la línea de transmisión que recorre la señal de alta frecuencia, es posible que sean causa de distorsión en la señal. Por esta razón, el uso de técnicas de alta frecuencia para el diseño de las placas PCB es altamente recomendable (ver apéndice A de este documento).

El condensador de acoplo en AC  $C_{amr}$  introduce un polo en bajas frecuencias, que puede influir en el jitter dependiente del patrón para el sistema. Para reducir el jitter dependiente del patrón (que se origina cuando se transmiten varios bits idénticos de manera consecutiva), el valor del condensador debe lo más alto posible. Por ejemplo para velocidades de  $2,5Gbps$  se usan valores de entre  $0,056\mu F$  y  $0,1\mu F$ .

Las bobinas o resistencias de pullup son necesarias cuando realizamos un acoplo en AC para polarizar correctamente la etapa de salida del driver. Los inconvenientes de usar resistencias de pullup en lugar de bobinas en este tipo de aplicaciones son los siguientes:

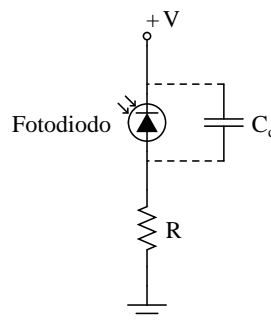
- Una resistencia de pullup crea un divisor de corriente junto con el resto del circuito del láser, extrayendo parte de la corriente de modulación destinada al láser. Esto no ocurre con una bobina de pullup.
- Las bobinas de pullup incrementan el margen de tensión para el láser permitiendo que la tensión media en la salida sea  $V_{cc}$  en lugar de  $V_{cc} - (I_{mod}/2) \cdot R_{pullup}$ , como ocurriría con las resistencias de pullup.

### Interconexión del láser con el driver

La interconexión del driver con el láser depende de la distancia de separación. Si la distancia es pequeña, un par de milímetros, no es necesario tener en cuenta los efectos de las líneas de transmisión y debemos de centrarnos en reducir lo máximo posible los efectos de los elementos parásitos que aparecen en el circuito. El efecto de la inductancia parásito debido al propio encapsulado del láser debe ser compensado con una red RC en paralelo (ver figuras 4.7 y 4.8), dicha red consiste en una resistencia  $R_{comp}$  y un condensador  $C_{comp}$ . El propósito de la red RC es el de cancelar la inductancia parásita que aparece en el láser, de este modo conseguimos mantener constante la carga a la salida del driver, lo que resulta en una reducción del overshoot y el ringing.

## 4.3. Receptores ópticos: etapa de preamplificación

En esta sección trataremos una etapa crítica dentro de los bloques que componen el sistema de recepción: el preamplificador. Esta etapa es la encargada de transformar la señal óptica que incide en el fotodiodo en una señal eléctrica que es amplificada hasta un nivel de tensión aceptable para el correcto funcionamiento de las etapas posteriores (amplificador, circuito de recuperación de reloj o PLL y regenerador). Una forma directa de convertir la señal óptica en una tensión es simplemente añadir una resistencia en serie con el fotodiodo, en esta resistencia obtendremos una tensión proporcional a la corriente generada por el fotodiodo, la figura 4.9 ilustra esta idea.

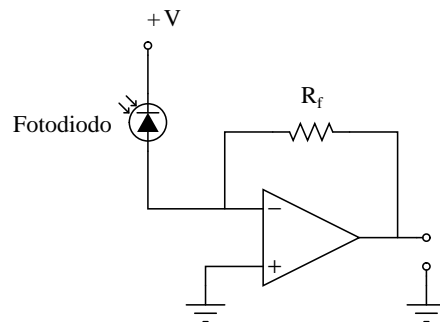


**Figura 4.9** Esquema electrónico para convertir la corriente del fotodetector en tensión.

Esta solución es muy sencilla pero tiene dos inconvenientes importantes que se han introducido en el capítulo 2, sección 2.2.2 (ver figura 2.17):

- Se disminuye la caída de tensión inversa en el fotodiodo lo que implica un aumento de la capacidad parásita  $C_d$  asociada al dispositivo, ya que dicha capacidad es inversamente proporcional a la tensión aplicada al semiconductor.
- Para conseguir niveles de tensión aceptables, en torno al voltio, sería necesaria una resistencia en serie de un valor muy elevado, lo que implicaría una caída inaceptable en la respuesta en frecuencia del dispositivo (sección 2.2.2, ecuación 2.15).

Por lo tanto hemos de conseguir diseñar un circuito de amplificación que presente a la entrada una impedancia mínima y además deje una tensión inversa en los extremos del fotodiodo lo más cercana posible a la tensión de alimentación. La solución más elegante es amplificar la corriente del fotodiodo con un amplificador de transimpedancia, la topología paralelo-paralelo en este tipo de amplificadores implica una impedancia muy baja tanto a la entrada como a la salida (la impedancia de entrada y la de salida disminuirán en un factor  $1/(1+A_z\beta_y)$ ). En la figura 4.10 podemos ver el esquema básico de un preamplificador óptico de transimpedancia.

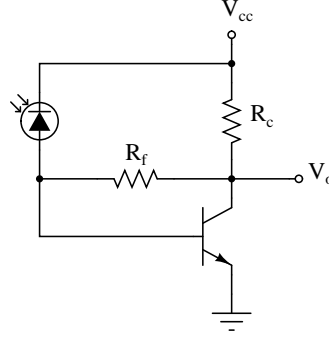


**Figura 4.10** Amplificador de transimpedancia para una etapa de preamplificación óptica.

Si pensamos en un amplificador operacional como el de la figura anterior conseguiremos que la tensión inversa en el fotodiodo sea la máxima, ya que su cátodo se conecta directamente a la tensión positiva de alimentación y su ánodo a la entrada inversora, como se trata de una realimentación negativa la entrada inversora y la no inversora estarán a la misma tensión lo que implica que el ánodo del fotodiodo se conectará virtualmente a masa.

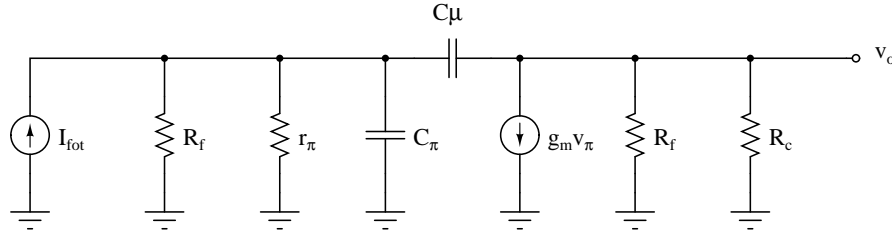
#### 4.3.1. Circuitos de preamplificadores de transimpedancia

Los amplificadores de transimpedancia tienen una realimentación negativa lineal de corriente, topología paralelo-paralelo. Su función de transferencia  $v_{salida}/i_{entrada}$  es determinada de forma aproximada por el elemento que forma la red de realimentación  $\beta_y$ , siendo independiente de los parámetros del amplificador en bucle abierto. Estos amplificadores tienen un ancho de banda e intervalo dinámico grande. Para las pruebas que se realizaron en el laboratorio se comenzó con un preamplificador muy simple formado por un solo transistor en E-C como puede verse en la figura 4.11.



**Figura 4.11** Amplificador óptico realimentado con topología paralelo-paralelo.

En la figura 4.12 se muestra el circuito equivalente en pequeña señal de la etapa anterior. En este equivalente no se tienen en cuenta el efecto de la capacidad parásita del fotodiodo.



**Figura 4.12** Equivalente en pequeña señal del esquema de la figura 4.11.

La red de realimentación está formada por  $R_f$ , este elemento muestrea la tensión  $v_o$  a la salida y realimenta corriente a la entrada. El valor de la red de realimentación  $\beta_y$  viene dado por la expresión

$$\beta_y = -\frac{1}{R_f} \quad (4.9)$$

Las impedancias de entrada  $Z_e(SR)$  y salida  $Z_o(SR)$  del circuito sin realimentar, teniendo en cuenta los efectos de carga de la red  $\beta_y$  son

$$Z_e(SR) = R_f \parallel r_\pi \quad (4.10)$$

$$Z_o(SR) = R_c \parallel R_f \quad (4.11)$$

La función de transferencia del circuito sin realimentar  $A_z$  viene dada por la expresión

$$A_z = -g_m Z_e(SR) Z_o(SR) \quad (4.12)$$

Para el circuito realimentado las impedancias de entrada  $Z_e$ , salida  $Z_s$  y la ganancia  $G_z$  son

$$Z_e = \frac{Z_e(SR)}{1 + A_z \beta_y} \quad (4.13)$$

$$Z_s = \frac{Z_s(SR)}{1 + A_z\beta_y} \quad (4.14)$$

$$G_z = \frac{A_z}{1 + A_z\beta_y} \quad (4.15)$$

Para que el circuito funcione como un amplificador realimentado debemos encontrar un valor de  $R_f$  y  $R_c$  para que  $A_z\beta_y \gg 1$ , lo que hace que la ganancia del circuito realimentado sea

$$G_z = \frac{v_o}{i_{fot}} = \frac{1}{\beta_y} = R_f \quad (4.16)$$

Es decir el valor de la ganancia es fijado únicamente por la resistencia de realimentación  $R_f$ .

La frecuencia de corte superior de esta etapa viene dada por la siguiente expresión

$$f_c = f_c(SR)(1 + A_z\beta_y) \quad (4.17)$$

siendo  $f_c(SR)$  la frecuencia de corte del circuito sin tener en cuenta los efectos de la realimentación negativa

$$f_c(SR) = \frac{1}{2\pi a_1} \quad (4.18)$$

$$a_1 = R_\pi^o C_\pi + R_\mu^o C_\mu \quad (4.19)$$

por otro lado  $R_\pi^o$  y  $R_\mu^o$  las resistencias equivalentes que ven los condensadores  $C_\pi$  y  $C_\mu$  respectivamente

$$R_\pi^o = R_f \parallel r_\pi \quad (4.20)$$

$$R_\mu^o = R_\pi^o + (1 + g_m R_\pi^o) Z_o(SR) \quad (4.21)$$

## 4.4. Conclusiones

En esta sección se analizan las conclusiones alcanzadas tras analizar los diferentes circuitos propuestos para el transmisor (driver) y para el receptor. El objetivo principal es aprovechar el ancho de banda de la fibra, por tanto hay que elegir una configuración adecuada para obtener la máxima respuesta en frecuencia posible.

### Circuito transmidor (Driver)

El circuito de un sólo transistor en E-C (ver figura 4.2) no es viable en la práctica, tiene el inconveniente de que al trabajar en las zonas de corte y saturación la respuesta no es lineal y su respuesta en frecuencia es muy baja.

El driver diferencial (ver figura 4.3) es mejor opción en comparación con el E-C. Al trabajar en la zona lineal con una corriente de emisor fijada por una fuente externa. En esta configuración es importante estabilizar la corriente de

bias para que el láser trabaje por encima del umbral, con esto conseguiremos linealidad y rapidez en la repuesta del láser. Para que las fuentes de corriente sean estables es necesario minimizar el efecto Early, variaciones en la tensión de colector-base o colector-emisor en el transistor que forma la fuente de corriente implican variaciones en la corriente que suministra ( $\uparrow V_{CE} \Rightarrow \uparrow I_C$ ).

#### **Circuito receptor**

El amplificador de transimpedancia es la mejor opción de diseño para la etapa receptora, su impedancia de entrada es pequeña (menor que la resistencia de realimentación) y mantiene una tensión inversa en el fotodiodo constante muy próxima a la tensión de alimentación de circuito, lo que disminuye los efectos de la capacidad parásita del fotodiodo receptor.

# Capítulo 5

## Caracterización experimental de la plataforma de comunicaciones

### 5.1. Introducción

En este capítulo presentamos las medidas realizadas en el laboratorio para la caracterización de: componentes optoelectrónicos, driver de modulación y preamplificador.

### 5.2. Dispositivos optoelectrónicos

Esta sección se ocupa de la caracterización de los diferentes láseres y fotodiodos que se usarán para las pruebas con la plataforma de comunicaciones con componentes discretos. Reconocer los parámetros que caracterizan el funcionamiento tanto de láseres como fotodiodos es fundamental para comenzar a diseñar la electrónica asociada a ellos.

En lo referente a láseres, los circuitos encargados de modular el dispositivo (drivers) deben suministrar corrientes que se adapten a los valores de umbral y de modulación para que el diodo trabaje de forma adecuada. Debe prestarse especial atención a la interfaz entre la electrónica de modulación y el diodo láser, esto puede llegar a ser muy complicado, requiriendo tanto conocimientos teóricos como experiencia en el laboratorio [34].

Por otro lado, para la electrónica asociada al fotodiodo debemos saber la magnitud de la señal de corriente que genera el dispositivo para diseñar un circuito que sea capaz de trabajar siempre en la zona lineal, refiriendonos a la parte amplificadora de señal. La señal de corriente procedente del fotodiodo dependerá tanto de la potencia óptica que incida sobre éste como de su Responsividad. También hay que prestar especial atención a la impedancia que presentará la electrónica asociada al fotodiodo, que éste verá como carga, dicha impedancia limitará de forma significativa la respuesta en frecuencia del fotodetector.

En la siguiente sección realizaremos pruebas con láseres Fabry-Perot para longitudes de onda de 1300nm y con láseres VCSEL para 850nm. Se usarán fotodiodos para una banda de longitudes de onda que cubran tanto 1300nm como 850nm.

### 5.2.1. Láser Fabry-Perot 1300nm

El láser FU-427SLD-F1 de Mitsubishi viene acoplado a una fibra monomodo (fiber pigtail), esto es una ventaja muy importante ya que facilita la interconexión con otros dispositivos y elimina posibles pérdidas de potencia óptica por acoplo en fibra. Este láser tiene un fotodiodo incorporado para monitorizar la potencia óptica, el fotodiodo es importante si se quiere implementar un circuito de control de potencia óptica, que inyecte más o menos intensidad al láser. El láser tiene una respuesta temporal alta, con tiempos de subida y bajada de 0,3ns. Su corriente de trabajo máxima es de 40mA, el umbral se sitúa en torno a los 7mA a 25°C (según fabricante), ver características tabla 5.1.

Parametro	Símbolo	Límites			Unidades
		Min.	Tip.	Max.	
Corriente umbral	$I_{th}$	3	7	15	$mA$
Corriente trabajo	$I_{op}$	-	20	40	$mA$
Tensión directa	$V_{op}$	-	1,1	1,5	$V$
Potencia óptica (final fibra)	$P_f$	1.0	2	-	$mW$
Longitud de onda	$\lambda_c$	1285	1300	1330	$nm$
Ancho de banda	$\Delta\lambda$	-	1,2	4	$nm$
Tiempos subida/bajada	$t_r, t_f$	-	0,3	1	$ns$
Eficiencia	$\eta$	-	0,15	-	$mW/mA$
Corriente monitor	$I_{mon}$	0,1	0,6	-	$mA$
Temperatura trabajo	$T_{op}$	-20	-	+75	$^{\circ}C$

**Cuadro 5.1** Características optoelectrónicas a 25°C del láser FU-427SLD-F1.

Este láser se eligió para el montaje de la electrónica que caracterizaremos en secciones posteriores, donde se implementan los circuitos de transmisión. El principal motivo de esta elección se debe a que, como se ha mencionado antes, el encapsulado viene de fábrica con fibra acoplada.

#### 5.2.1.1. Caracterización estática

Primeramente obtendremos, de forma experimental, la curva P/I de un láser Fabry-Perot para diferentes temperaturas de funcionamiento. Esto nos servirá para ver como varía, cuantitativamente, la corriente umbral  $I_{th}$  del diodo en función de la temperatura y averiguar su eficiencia cuantica midiendo la pendiente de las gráficas resultantes. Antes de analizar los resultados obtenidos en el laboratorio haremos una breve descripción teórica de cómo debe comportarse un láser semiconductor en función de la temperatura.

También obtendremos medidas de la corriente que se produce en el fotodiodo en función de la potencia óptica incidente, de esta forma obtendremos la responsividad del dispositivo.

A medida que aumenta la temperatura, la corriente umbral  $I_{th}$  de un diodo láser se incrementa de manera exponencial (esto es cierto en los láseres Fabry-Perot pero no en los VCSEL). Una estimación de la corriente umbral en función de la temperatura  $T$  viene dada por la siguiente expresión



$$I_{th}(T) = I_0 + K_1 \cdot e^{\frac{T}{T_1}} \quad (5.1)$$

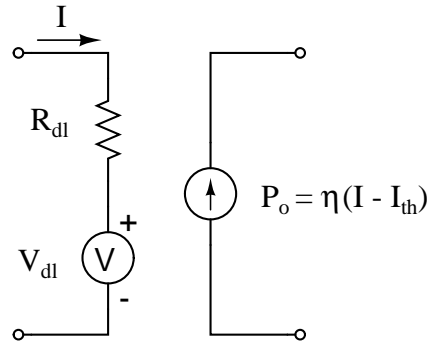
donde  $I_0$ ,  $K_1$  y  $T_1$  son constantes específicas de cada diodo láser.

Por el contrario la pendiente de la curva P/I (eficiencia cuática  $\eta$ ) disminuye a medida que la temperatura del láser aumenta. La siguiente ecuación es una buena estimación de la pendiente de la curva optoelectrónica en función de la temperatura

$$\eta(T) = \eta_0 - K_\eta \cdot e^{\frac{T}{T_\eta}} \quad (5.2)$$

En la figura 5.1 se muestra un modelo simplificado de un diodo láser [34]. En esta figura  $R_{dl}$  representa la resistencia dinámica del diodo y  $V_{dl}$  la caída de tensión cuando el láser está en directa. Cuando modulamos el láser por encima de la corriente umbral  $I_{th}$  la potencia óptica de salida puede expresarse como

$$P_0 = \eta(I - I_{th}) \quad (5.3)$$



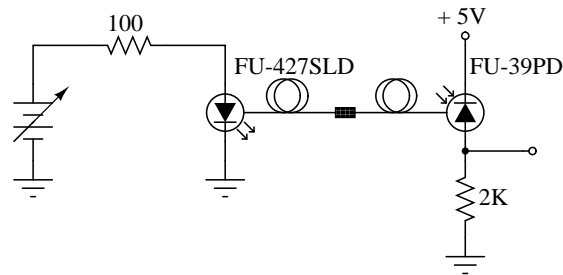
**Figura 5.1** Circuito simplificado equivalente para un diodo láser.

En cuanto al funcionamiento de los fotodiodos se refiere, el único parámetro que es de interés en cuanto a diseño de la electrónica es su responsividad. La responsividad no es más que la relación que existe entre la potencia luminosa incidente en el fotodetector  $P_o$  y la fotocorriente que este genera  $I_{fot}$ . La expresión para la responsividad es

$$R = \frac{I_p}{P_o} \quad (5.4)$$

y se mide en  $AW^{-1}$ .

Después de esta pequeña introducción teórica pasaremos a analizar los resultados obtenidos en el laboratorio. Tanto el láser como el fotodiodo que se analizan en este apartado son de Mitsubishi, ambos son pigtaledados y fáciles de acoplar por medio de acoplos de fibra óptica SC-SC. El láser es un FU-427SLD-F1 de 1300nm acoplado a una fibra monomodo y el fotodiodo es un FU-39PD capaz de trabajar en el espectro de 1000 a 1600 nm (ver [35] para más información). Para caracterizar estos dispositivos se ha usado la cámara de temperatura que hay en el laboratorio del grupo de Optoelectrónica. El objetivo de las pruebas en esta cámara es el de obtener las curvas características optoelectrónicas tanto del láser como del fotodiodo. En la figura 5.2 vemos el esquema del circuito que se introdujo dentro de la cámara.

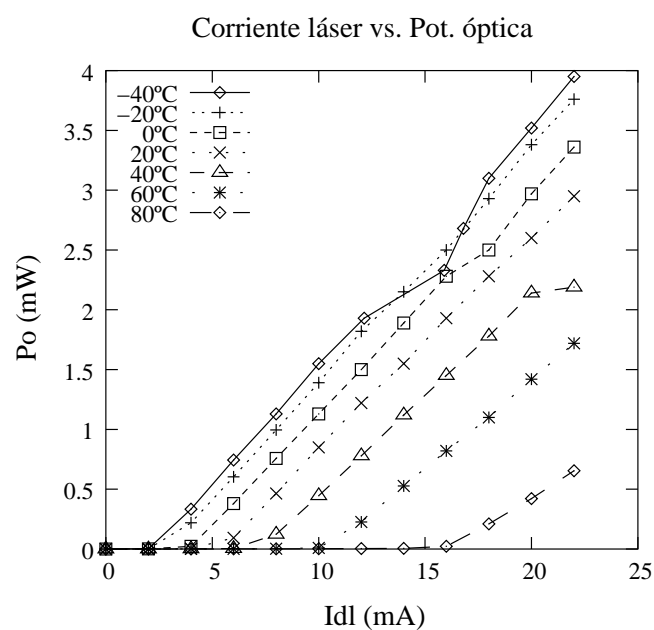


**Figura 5.2** Caracterización estática de láser y fotodiodo.

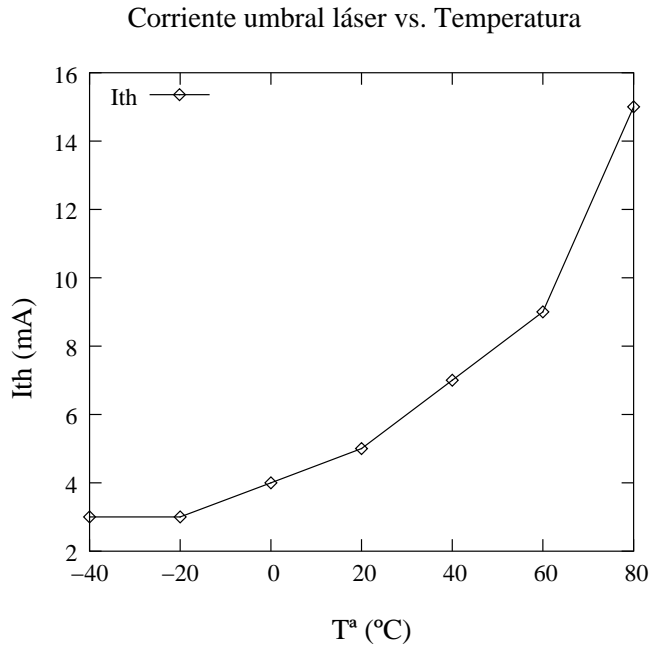
El láser FU-427SLD-F1 viene equipado con un fotodiodo monitor que se utiliza en los circuitos transmisores, o drivers, para el bucle de ATP (Automatic Power Control).

## Resultados

Para la caracterización se ha utilizado la cámara climática fabricada por Dycometal que hay en el laboratorio del grupo de optoelectrónica, las medidas de la potencia óptica se obtienen del propio fotodiodo monitor que incorpora el láser. Es importante realizar estas medidas ya que queremos que el laser trabaje en cualquier entorno, incluidos entornos con condiciones climáticas extremas de temperatura y humedad, sin que este factor afecte de forma negativa a su rendimiento.



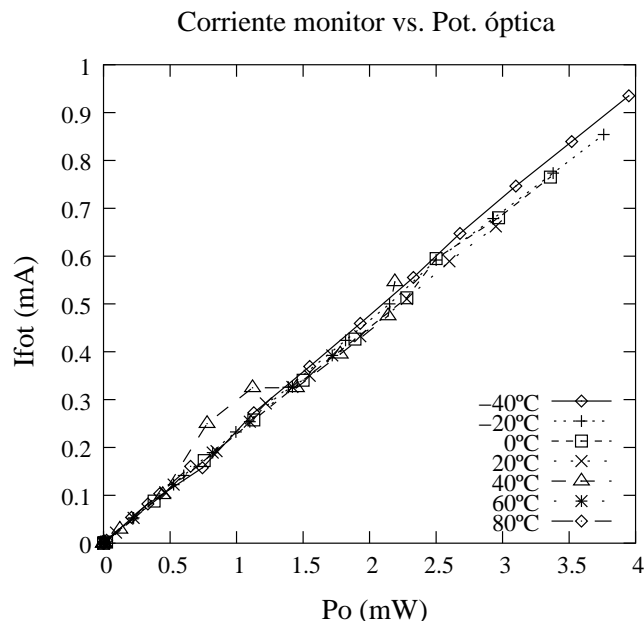
**Figura 5.3** Curva optoelectrónica láser FU-427SLD.



**Figura 5.4**  $I_{th}$  en función de la temperatura para el láser FU-427SLD.

En la figura 5.3 vemos la curva característica optoelectrónica del diodo láser para diferentes temperaturas de la cámara. Podemos observar de forma clara como a medida que aumenta la temperatura, la curva del dispositivo se va desplazando hacia la derecha de la gráfica, aumentando por tanto la corriente umbral  $I_{th}$  a partir de la cual el dispositivo semiconductor se comporta como láser. El aumento de  $I_{th}$  es exponencial para este tipo de láseres como puede verse en la figura 5.4. Este fenómeno debe tenerse muy en cuenta a la hora del diseño del circuito transmisor, éste debe ser capaz de inyectar más o menos corriente en función de la temperatura de trabajo para mantener constante la potencia óptica de salida en el láser, en caso de que dispongamos de un sistema de APC, en caso contrario el diseñador debe de ajustar la electrónica de modulación para que la  $I_{bias}$  quede siempre por encima de  $I_{th}$  para el rango de temperatura de trabajo del sistema. La pendiente de esta curva es la eficiencia cuántica ( $\eta$ ), que en este caso es  $\eta = 0,175 \text{ mA/mW}$  a 20°C. Es muy importante darse cuenta de como varía la pendiente de estas curvas ( $\eta$ ), la pendiente aumenta a medida que disminuye la temperatura de funcionamiento del dispositivo, este fenómeno es de vital importancia a la hora del diseño de las etapas de amplificación de señal en el receptor ya que estas variaciones de potencia óptica pueden causar la saturación del preamplificador.

Las curvas, para diferentes temperaturas, que se han obtenido del fotodiodo monitor se muestran en la figura 5.5. Estas curvas son útiles para averiguar la responsividad del dispositivo por medio de su pendiente. Como puede observarse en la figura 5.5, donde se ha medido la fotocorriente generada por el fotodiodo monitor frente a la potencia emitida por el láser para varias temperaturas, la responsividad del dispositivo se mantiene *constante* (aproximadamente  $R = 0,2 \text{ A/W}$ ) para todo el rango de temperaturas en la cámara.



**Figura 5.5** Curva optoelectrónica fotodiodo monitor láser FU-427SLD.

### 5.2.2. Láser VCSEL 850nm

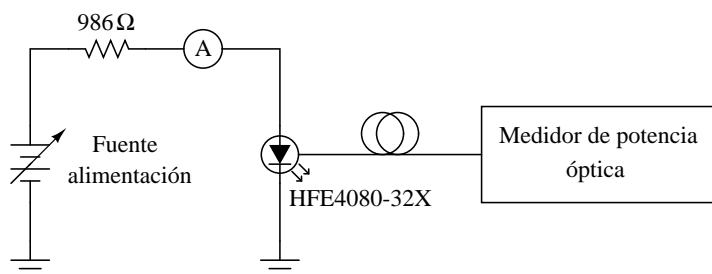
En este apartado nos ocuparemos de la caracterización del láser VCSEL (**V**ertical **C**avity **S**urface **E**mitting **L**aser) HFE4080-32X. Este láser (esto es extensible a cualquier VCSEL) tiene como principal característica que su corriente de umbral  $I_{th}$  es muy pequeña, no pasa de los 5mA, en el caso que nos ocupa, para un rango de temperaturas muy amplio, ver características tabla 5.2. Lo que los convierte en candidatos ideales para ser usados como fuentes de luz en sistemas de comunicaciones por fibra óptica que trabajen dentro de rangos de temperatura de  $-40^{\circ}\text{C}$  hasta  $120^{\circ}\text{C}$  (por ejemplo), ya que en el driver sólo debemos preocuparnos de fijar una  $I_{bias}$  por encima de este umbral para asegurarnos de que modulamos correctamente el láser sin necesidad de añadir electrónica adicional para implementar el sistema de APC (Automatic Power Control), sólo sería necesario añadir un sistema para compensar las variaciones en la eficiencia cuántica del dispositivo. Esto simplifica de forma significativa el diseño del driver.

Parametro	Símbolo	Límites			Unidades
		Min.	Tip.	Max.	
Corriente umbral	$I_{th}$	-	3,5	6	mA
Tensión directa	$V_f$	-	1,72	2,10	V
Potencia óptica	$P_o$	800	1000	1500	$\mu\text{W}$
Longitud de onda	$\lambda_p$	820	850	860	nm
Ancho de banda	$\Delta\lambda$	-	0,5	-	nm
Tiempos subida/bajada	$t_r, t_f$	-	100	400	ps
Eficiencia	$\eta$	-	0,3	-	mW/mA
Temperatura trabajo	$T_{op}$	0	-	+70	$^{\circ}\text{C}$

**Cuadro 5.2** Características optoelectrónicas ( $0^{\circ}\text{C} < T < 70^{\circ}\text{C}$ ) del láser HFE4080-32X.

En nuestro caso uno de los inconvenientes que nos ha impedido usar este tipo de dispositivos para caracterizar la electrónica que presentaremos en capítulos posteriores, es que el láser HFE4080-32X no está pigtailado, sino que viene preparado para inyectar el haz luminoso en la fibra por medio de conectores ST-LP. Esto fué un impedimento a la hora de conectarlo por medio de fibra a un fotodiodo en la etapa de recepción de señal.

### 5.2.2.1. Caracterización estática

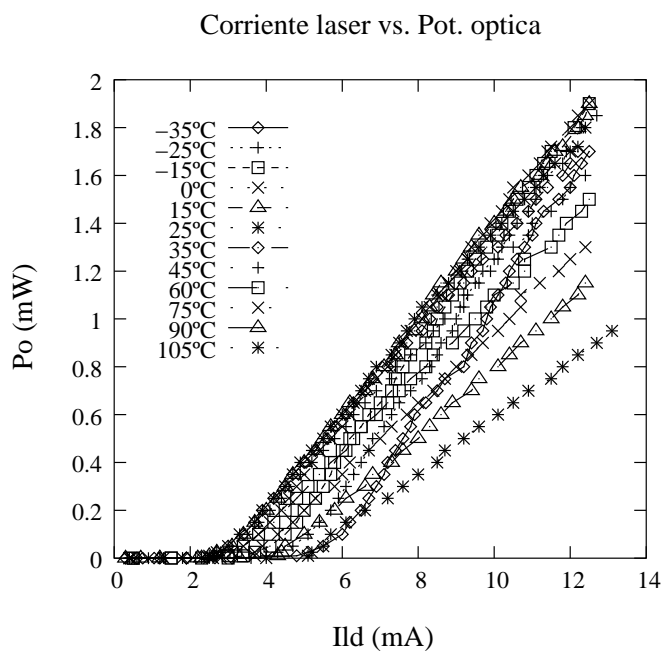


**Figura 5.6** Caracterización estática de láser VCSEL HFE4080-32X.

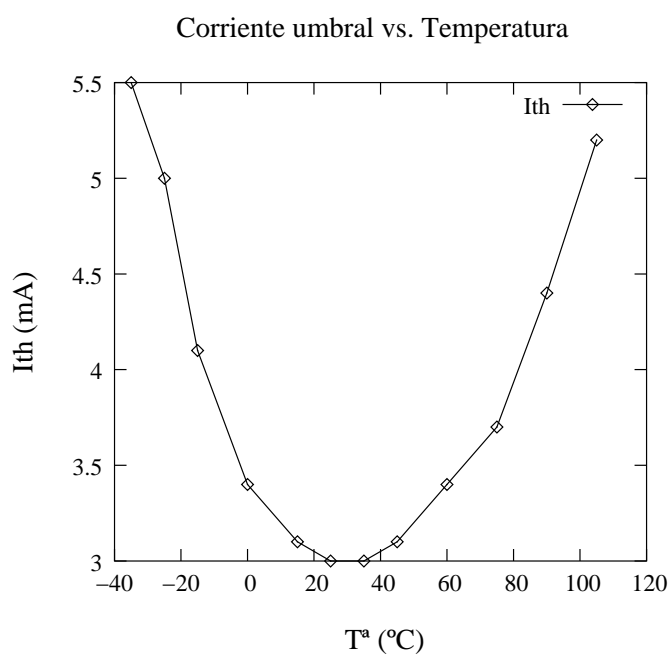
La figura 5.6 es un esquema del sistema que se ha usado en el laboratorio para caracterizar en temperatura el láser VCSEL. Como medidor de potencia óptica se ha usado un FieldMaster ajustado a 850nm. Para someter el sistema a un rango de temperaturas se introdujo todo el montaje en la cámara climática fabricada por Dycometal que hay en el laboratorio de Optoelectrónica. Esta cámara es capaz de variar la temperatura de su interior en un rango de -40°C hasta 150°C.

## Resultados

La figura 5.7 representa la curva optoelectrónica del láser VCSEL HFE4080 trabajando en un rango de temperaturas comprendido entre -35°C hasta 105°C. Las curvas están superpuestas y es difícil distinguir los valores de la corriente umbral en cada momento, en la figura 5.8 presentamos una gráfica que ilustra la variación de la corriente de umbral en función de la temperatura. La corriente de umbral no sobrepasa los 5.5mA para todo el rango de temperaturas de trabajo. Como ya se ha comentado antes el diseño de la electrónica de modulación basandonos en este láser se vería enormemente simplificado, simplemente fijando una  $I_{bias}$  superior al valor de umbral ya cubriríamos uno de los principales objetivos de este proyecto.



**Figura 5.7** Curva optoelectrónica láser VCSEL HFE4080.



**Figura 5.8** Evolución de la corriente umbral láser HFE4080.

### 5.2.3. Fotodiodo PIN FU39PD

El fotodiodo PIN FU-39PD se usará en los módulos detectores por su facilidad de montaje, viene de fábrica acoplado a una fibra monomodo, y por su elevada responsividad, 0,8A/W. Por otro lado el rango de detección (ver características tabla 5.3) es adecuado para trabajar con el láser FU-427SLD que se ha elegido para los módulos de transmisión.

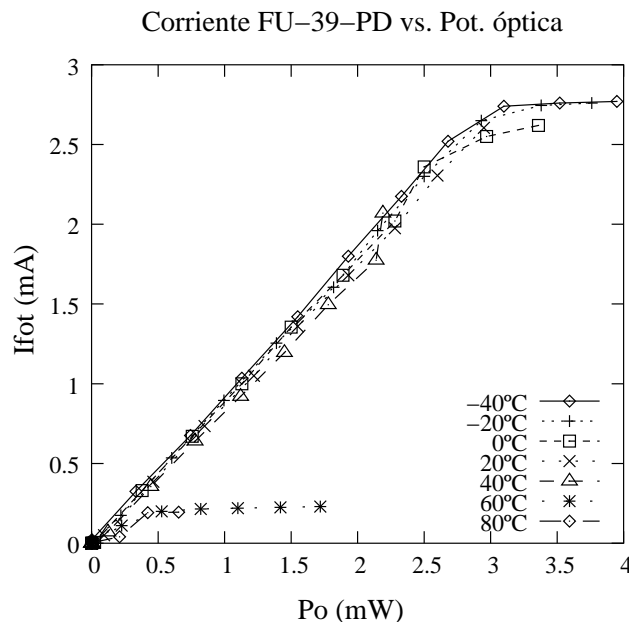
Parametro	Símbolo	Límites			Unidades
		Min.	Tip.	Max.	
Tensión inversa	$V_r$	-	20	-	V
Corriente inversa	$I_r$	-	1	-	mA
Corriente directa	$I_f$	-	2	-	mA
Rango detección	-	1000	-	1600	nm
Responsividad (1300nm)	$R$	0,65	0,8	-	A/W
Corriente oscuridad	$I_d$	-	-	1	nA
Frecuencia corte ( $-3dB$ )	$f_c$	1	1,5	-	GHz
Capacidad ( $f = 1MHz, V_r = 5V$ )	$C_t$	-	1	2	pF
Temperatura trabajo	$T_{op}$	-40	-	+85	°C

**Cuadro 5.3** Características optoelectrónicas a 25°C del fotodiodo FU-39PD

El objetivo de estas pruebas es analizar los parámetros que influyen en la respuesta en frecuencia del dispositivo, concretamente como influye la resistencia de carga sobre la respuesta en frecuencia, sobre los tiempos de subida y bajada de la señal que obtenemos a la salida.

### 5.2.3.1. Caracterización estática

En la figura 5.9 observamos la curva optoelectrónica del FU-39PD para las diferentes temperaturas a las que se le sometió en la cámara térmica. La pendiente de la curva nos da la responsividad de dicho dispositivo, que en este caso es de  $R = 0,8428 \text{ A/W}$  a todas las temperaturas.

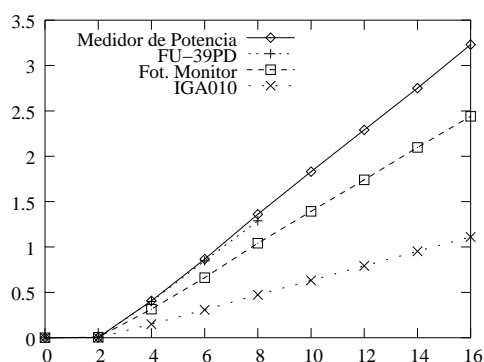


**Figura 5.9** Curva optoelectrónica fotodiodo FU-39PD.

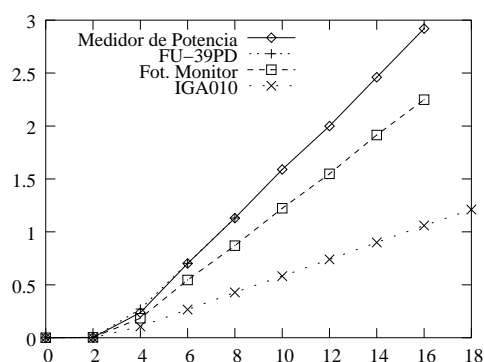
Lo más interesante en estas curvas es observar como para cierto valor de la fotocorriente el dispositivo se satura disminuyendo su responsividad a un valor prácticamente nulo. Esto es debido a que a medida que la corriente generada por

el fotodiodo aumenta la caída de tensión en la resistencia que hay en serie con éste también aumenta (ver figura 5.2), acercándose a un valor próximo e incluso superior a  $V_{cc}$ , que en este caso es de 5V, este fenómeno se debe a que el diodo pasa a funcionar en modo fotovoltaico, en este caso el diodo genera tensión en sus extremos, esta suma de tensiones se aplica directamente a los extremos de la resistencia que hay en serie. Como es lógico dicho aumento de tensión hace que en cierto momento el diodo no quede polarizado en inversa y que no responda a las variaciones de potencia óptica con variaciones de corriente. Una solución para evitar la saturación es simplemente disminuir esta resistencia en serie, a la mitad por ejemplo.

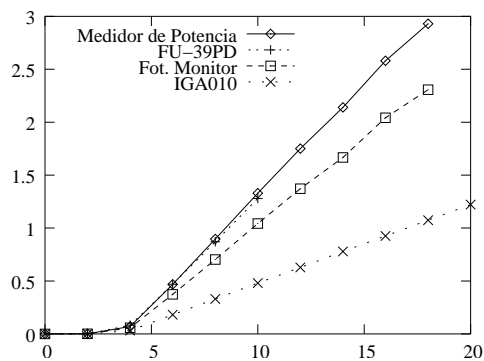
Por tanto podemos asegurar que la responsividad del fotodiodo se mantiene siempre constante para todo el rango de temperaturas de funcionamiento del dispositivo siempre que se cumpla  $I_{fot}R_{fot} < V_{cc}$ . Siendo  $I_{fot}$  la fotocorriente generada por el diodo y  $R_{fot}$  la resistencia que hay en serie con este. Este resultado es muy importante para consideraciones en el diseño tanto de la electrónica asociada al láser, como a la asociada al fotodiodo. Ya que nos dice que las posibles variaciones de amplitud en la señal que queremos amplificar en el receptor, se deben única y exclusivamente a los cambios que sufre la eficiencia cuantica del láser en función de la temperatura.



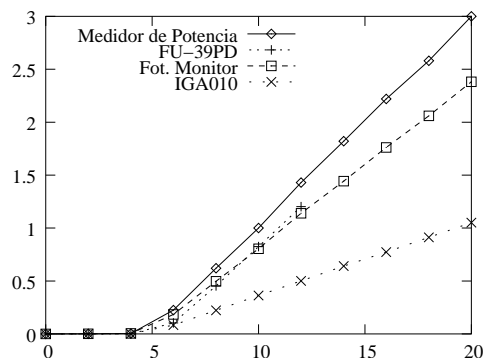
**Figura 5.10** Pot(mW) vs. I(mA) (-40°C)



**Figura 5.11** Pot(mW) vs. I(mA) (-20°C)



**Figura 5.12** Pot(mW) vs. I(mA)(0°C)



**Figura 5.13** Pot(mW) vs. I(mA)(20°C)



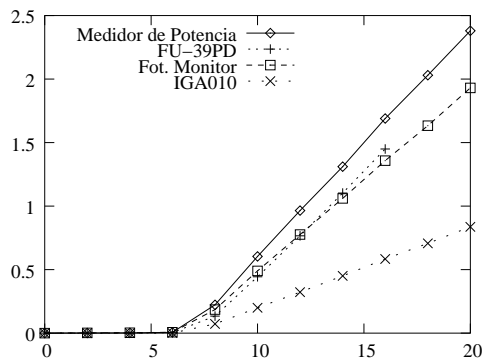


Figura 5.14 Pot(mW) vs. I(mA)(40°C)

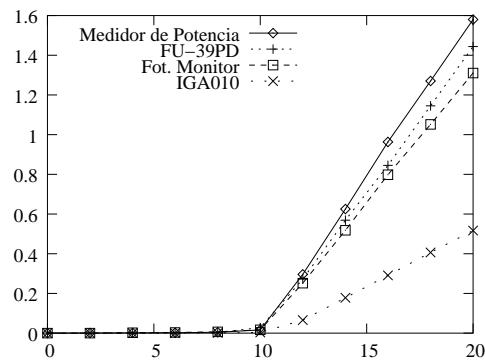


Figura 5.15 Pot(mW) vs. I(mA)(60°C)

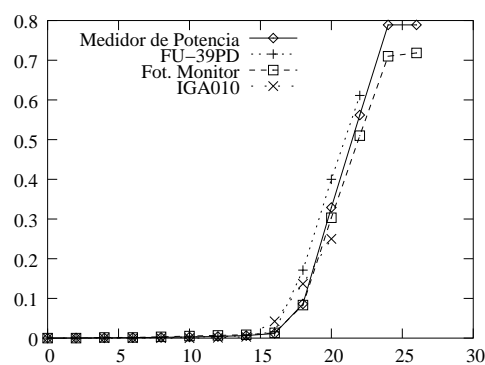


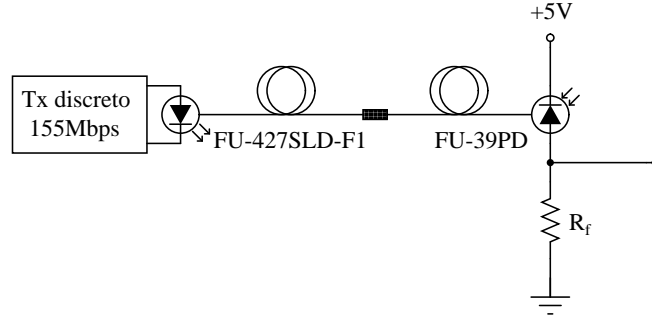
Figura 5.16 Pot(mW) vs. I(mA)(80°C)

En las figuras 5.10 hasta 5.16 podemos ver las curvas optoelectrónicas del láser FU-427SLD para un rango de temperaturas que va desde -40°C hasta 80°C. Las potencias que aparecen en dichas curvas se han obtenido a partir de un medidor de potencia óptica y a partir de la responsividad de tres fotodiodos diferentes: el fotodiodo monitor del propio láser, el fotodiodo IGA-010 y el FU-39PD. Estas medidas sirven para calibrar cada fotodiodo, en este caso tomamos como referencia el medidor de potencia óptica. Las lecturas obtenidas con el fotodiodo FU-39PD coinciden con las del medidor de potencia óptica en todo el rango de temperaturas, lo que lo convierten en el candidato ideal para usarlo en la electrónica del módulo receptor de datos. Observamos como en las curvas que muestra la figura 5.16, para 80°C, las lecturas para todos los fotodiodos son similares. Este resultado puede deberse a que tanto el fotodiodo monitor del láser FU-427SLD-F1 como el IGA010 no trabajan en un rango tan amplio de temperaturas como el medidor de potencia o el fotodiodo FU-39PD, ver tablas con las características.

### 5.2.3.2. Caracterización dinámica

Para realizar la caracterización dinámica se realizó el montaje que se presenta en el esquema de la figura 5.17.

Tanto el láser como el fotodiodo traen acoplada una fibra óptica monomodo con un diámetro de 10 $\mu$ m. Las fibras de ambos diodos terminan en un conector FC macho, por tanto es muy fácil unirlos por medio de un conector FC-FC hembra (como puede verse en el esquema de la figura 5.17).



**Figura 5.17** Caracterización dinámica de láser y fotodiodo.

Variando  $R_f$  también observaremos la influencia que esta resistencia en serie con el fotodiodo tiene sobre la respuesta en frecuencia del mismo debido a la capacidad parásita asociada a este dispositivo.

### Resultados

El circuito en pequeña señal equivalente para un fotodiodo (ver figura 2.17) analizado anteriormente sirve como modelo para el sistema de recepción de la figura 5.17 sobre el que se realizaron pruebas de la respuesta en frecuencia para diferentes valores de  $R_f$ . En las gráficas de la 5.18 hasta la 5.26, observamos claramente como la respuesta del sistema fotodiodo y resistencia en serie (ver ecuación 2.15) es más lenta a medida que aumentamos la resistencia de carga  $R_f$ .

Sabiendo que el valor de la capacidad asociada al fotodiodo usado para estas pruebas (FU-39PD) [35] está comprendida entre 1 y  $2pF$  podemos averiguar fácilmente el tiempo que tardará la capacidad  $C_d$  en descargarse por  $R_c$ , ante una entrada pulsante, del circuito teniendo en cuenta que la respuesta ante un escalón de un sistema de primer orden es

$$t_d = \frac{0,35}{f_c} \quad (5.5)$$

El tiempo  $t_d$  es el tiempo de descarga de la capacidad parásita del fotodiodo por la resistencia de carga  $R_c$ . El tiempo de subida será siempre el mismo ya que se trata (ver figura 2.17) del tiempo de carga de la capacidad parásita  $C_d$  del fotodiodo a corriente constante.

La frecuencia de corte del circuito con una resistencia de carga de  $672\Omega$  (ver figura 5.23) suponiendo que el fotodiodo tiene una capacidad parásita de  $1pF$  es

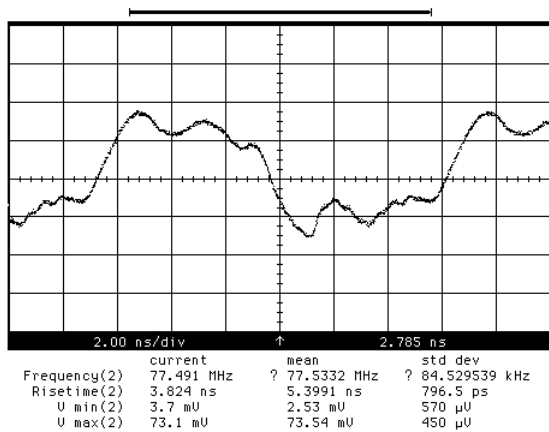
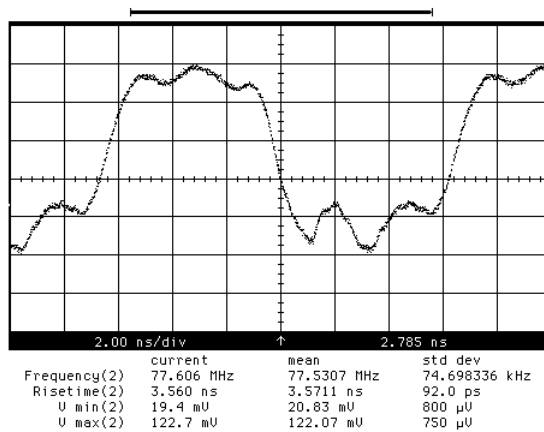
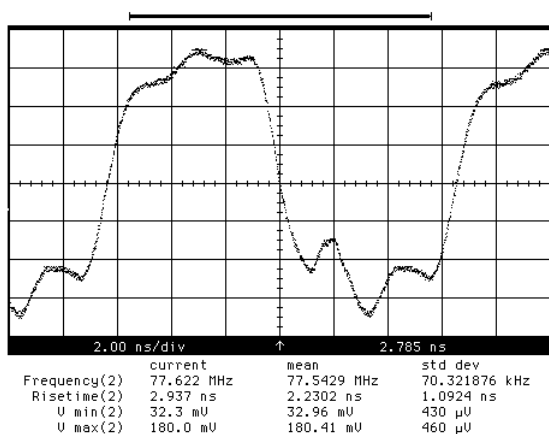
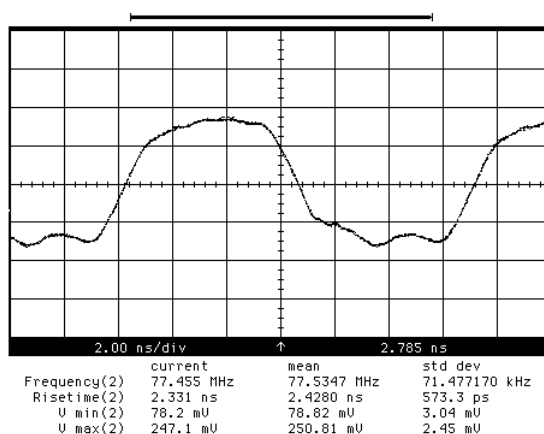
$$f_c = \frac{1}{2\pi \times 672 \times 1 \times 10^{-12}} = 0,24GHz \quad (5.6)$$

siendo el tiempo de descarga o tiempo de bajada de la señal de salida de aproximadamente

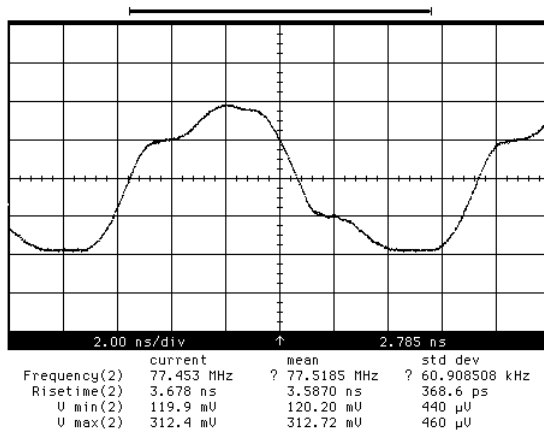
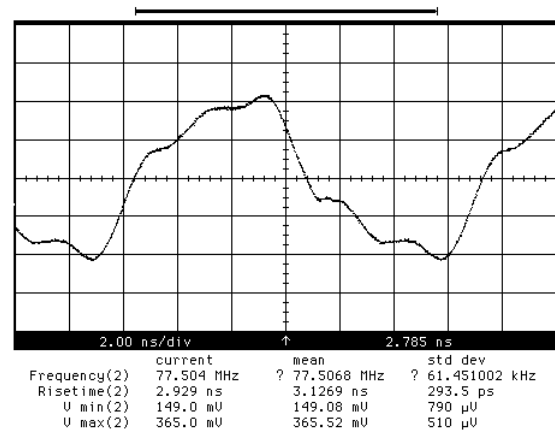
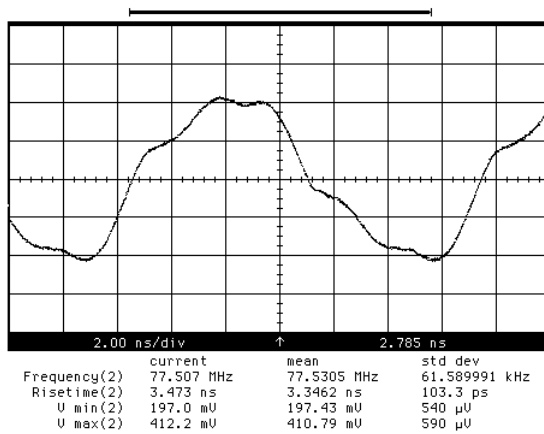
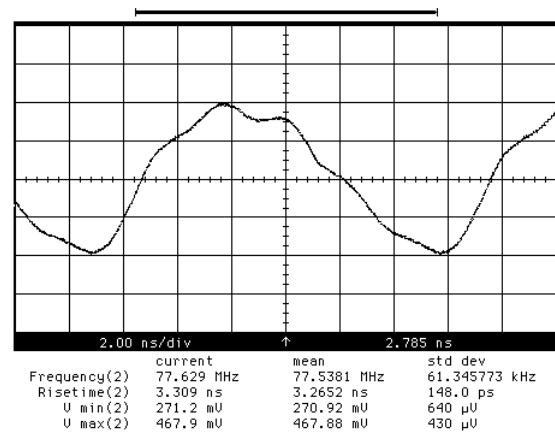
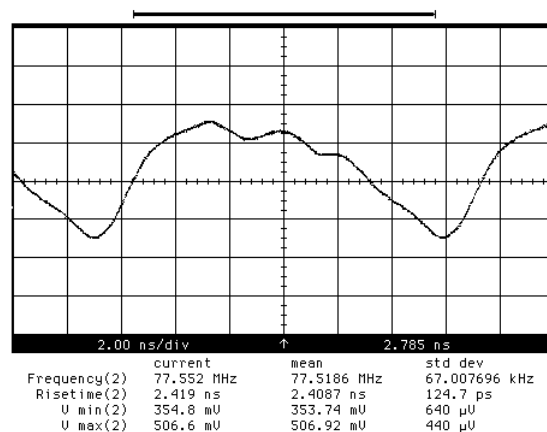
$$t_d = \frac{0,35}{2,37 \times 10^8} = 1,47ns \quad (5.7)$$

En las pruebas realizadas en el laboratorio, que se observan en las trazas de las figuras 5.18 hasta 5.26, vemos como el tiempo de subida de la señal se mantiene constante, independientemente del valor de la resistencia de carga, en torno a los

3ns. El tiempo de descarga sí que aumenta a medida que aumentamos la resistencia  $R_f$ , tanto, que para  $R_f = 1,184K$  vemos como aún no se ha descargado totalmente la capacidad parásita cuando ya ha llegado el siguiente pulso de la señal de entrada. Esto es una limitación muy importante en cuanto al ancho de banda se refiere, y deberemos tenerla muy en cuenta a la hora de diseñar la electrónica encargada de amplificar la señal procedente del fotodiodo, cuidando que el circuito amplificador tenga una impedancia a la entrada lo suficientemente baja como para no limitar el tiempo de respuesta del fotodiodo.

Figura 5.18  $R_f = 108,4\Omega$ Figura 5.19  $R_f = 198,2\Omega$ Figura 5.20  $R_f = 293,8\Omega$ Figura 5.21  $R_f = 428\Omega$ 

La figura 5.26 presenta la última traza obtenida en las pruebas realizadas en el laboratorio. En ella vemos como el tiempo de bajada de los pulsos obtenidos del fotodiodo se dilata hasta superponerse con el tiempo de subida. El tiempo de subida de todas las trazas, como se preveía en la introducción teórica, se mantiene constante. Este tiempo de subida no crece de forma lineal, según el modelo de fuente de corriente en paralelo con un condensador, que representan la intensidad del fotodiodo y la capacidad parásita de la unión semiconductor respectivamente (ver figura 2.17).

Figura 5.22  $R_f = 554\Omega$ Figura 5.23  $R_f = 672\Omega$ Figura 5.24  $R_f = 806\Omega$ Figura 5.25  $R_f = 992\Omega$ Figura 5.26  $R_f = 1,184k$ 

Esta capacidad parásita es inversamente proporcional a la tensión inversa en los extremos del fotodiodo. En las hojas de características del fotodiodo FU-39PD [35] (pag. 9 -13) se presenta una gráfica con el voltaje en inversa frente a la capacidad, que ilustra lo que se está contando en este párrafo.

Esto implica que la pendiente del tiempo de subida del pulso obtenido en el fotodiodo debe ser variable en el tiempo y que de esta manera limitará la respuesta en frecuencia del mismo, al igual que la carga limita dicha respuesta dilatando el tiempo de bajada. Por tanto llegamos a la conclusión de que es necesario mantener, de alguna manera, la tensión inversa en el fotodiodo constante en todo momento para que su capacidad en la unión no varíe y sea una limitación adicional en la velocidad de respuesta del dispositivo.

### 5.2.4. Conclusiones

#### Láser Fabry-Perot y VCSEL

La corriente umbral ( $I_{th}$ ) de los láseres depende de la temperatura ambiente:

- En el láser Fabry-Perot varía desde los 2,5mA (-40°C) hasta los 16mA (80°C), ver figura 5.4.
- En el láser VCSEL varía desde los 5,5mA (-30°C) hasta los 3mA (30°C) para volver, de nuevo, a los 5,5mA por encima de los 100°C, ver figura 5.8.

Debemos diseñar la electrónica de modulación teniendo en cuenta este fenómeno, diseñando dispositivos que suministren corriente variable al láser monitorizando la potencia óptica de salida o suministrando una corriente fija que siempre esté por encima del umbral. Esto es imprescindible si queremos conseguir que el dispositivo se comporte de manera lineal y no se introduzcan retardos.

La responsividad del fotodiodo monitor del láser Fabry-Perot es constante para el rango de temperaturas a las que ha sido sometido, esto garantiza su correcto funcionamiento si se quiere usar para fijar una corriente de bias que sea función de la temperatura ambiente de trabajo.

#### Fotodiodo FU-39PD

La resistencia de carga, o resistencia equivalente en serie con el fotodiodo, usada para la recepción, debe ser lo suficientemente baja para no degradar la responsividad del dispositivo y para permitir una descarga rápida de la capacidad parásita del fotodiodo. Esto último mejora el ancho de banda del fotodiodo, como ya hemos visto en el capítulo 4, sección 4.4.

Por otro lado la responsividad del fotodiodo no permanece constante para el rango de temperaturas del experimento, observamos como a partir de los 60°C hasta los 80°C la pendiente cae hasta hacerse casi horizontal (ver figura 5.9). A estas temperaturas el dispositivo es incapaz de responder ante los pulsos de luz (datos) que llegan por la fibra óptica.

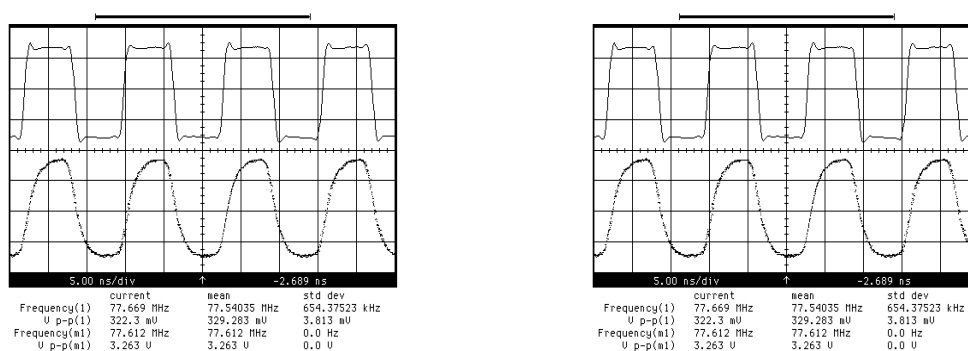
## 5.3. Plataforma 155Mbps Maxim de referencia

Maxim es un conocido fabricante de dispositivos electrónicos, entre sus productos ofrece un amplia gama de circuitos integrados para comunicaciones ópticas. En concreto los drivers para láser que trabajan a 155Mbps, como el MAX3643 que

puede trabajar en un rango de temperaturas de entre  $-40^{\circ}\text{C}$  y  $+85^{\circ}\text{C}$  y los receptores MAX3963 y MAX3964. El objetivo de presentar estos drivers en el presente trabajo es tener una referencia para los diseños que vendrán en posteriores secciones.

### 5.3.1. Caracterización dinámica

En esta sección se muestran unas medidas realizadas con el generador de pulsos del laboratorio con la plataforma completa de Maxim en el interior de la cámara climática, ver figuras 5.27(a) y 5.27(b). En las medidas se puede observar que la pérdida de rendimiento de la plataforma en temperaturas extremas es mínima, el resto de medidas intermedias para este rango de temperaturas no se muestra por carecer de interés. Como láser para el experimento se utilizó el FU-427SLD como fotodiodo el FU-39PD. El driver dispone de un sistema de control de intensidad de bias del láser tomando las lecturas realizadas por el fotodiodo monitor que trae incorporado.



(a) Señal en la salida receptor MAX3963 a  $-40^{\circ}\text{C}$  (b) Señal en la salida receptor MAX3963 a  $110^{\circ}\text{C}$ .

**Figura 5.27** Experimento con plataforma Maxim de 155Mbps en cámara climática.

En las siguientes secciones veremos experimentos realizados en prototipos fabricados con componentes discretos, mas adelante en la sección 5.4.4 se presentan unas medidas que se realizaron con un driver con componentes discretos y un receptor de Maxim de los usados en este apartado.

## 5.4. Driver modulación LASER

En esta sección se presentan los experimentos que se realizaron en el laboratorio con diferentes montajes electrónicos de un driver para modular el diodo láser FU-427SLD. Primero se muestra el driver más sencillo, una sola etapa en EC y luego los montajes en configuración diferencial. Para todos los experimentos hemos utilizado el generados de pulsos Hewlett-Packard 8133A.

## 5.4.1. Driver Emisor-Común

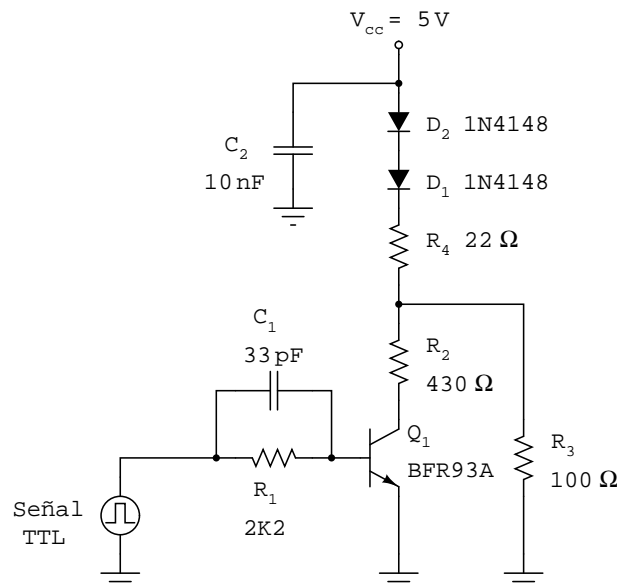


Figura 5.28 Driver de una etapa en emisor común.

Este circuito modulador básico fué montado en placa de pruebas, no se llegó a implementar en circuito impreso. Se utilizó el transistor 2N2222, la frecuencia de transición  $f_T$  de este semiconductor es de 300Mhz, ver características tabla 5.4.

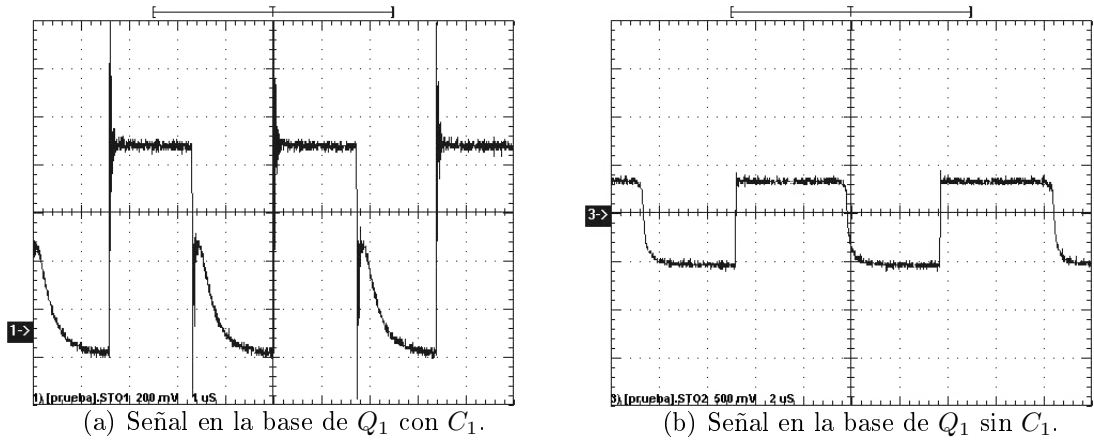
Símbolo	Parámetro	Condiciones de test	Min.	Max.	Unidades
Pequeña señal					
$f_T$	Frecuencia de transición	$I_C = 20mA$ , $V_{CE} = 20V$ , $f = 100Mhz$	300	-	Mhz
$C_o$	Capacidad salida	$V_{CB} = 10V$ , $I_E = 0$ , $f = 1Mhz$	-	8.0	pF
$C_i$	Capacidad entrada	$V_{EB} = 0,5V$ , $I_C = 0$ , $f = 1Mhz$	-	25	pF
Características de conmutación					
$t_d$	Tiempo de retardo	$V_{CC} = 30V$ , $V_{BE(off)} = 0,5V$ , $I_C = 150mA$ , $I_{B1} = 15mA$	-	10	ns
$t_r$	Tiempo subida		-	25	ns
$t_r$	Tiempo de almacenamiento	$V_{CC} = 30V$ , $I_C = 150mA$ ,	-	225	ns
$t_r$	Tiempo bajada	$I_{B1} = I_{B2} = 15mA$	-	60	ns

Cuadro 5.4 Características transistor 2N2222.

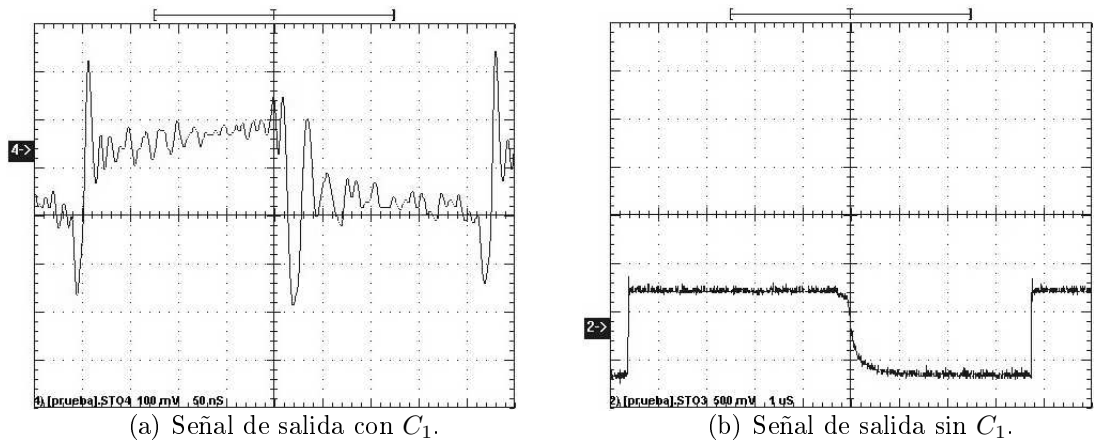
#### 5.4.1.1. Caracterización dinámica

En esta sección presentamos las medidas que se realizaron en el laboratorio de las dos configuraciones básicas que se han expuesto. Primeramente analizaremos los resultados obtenidos en el circuito emisor-común de la figura 5.28.

En la figura 5.29(a) podemos ver el impulso de corriente negativo que resulta de la descarga de  $C_1$ , cuando la tensión de entrada al circuito pasa a 0V (recordemos que los niveles de entrada son TTL entre 0 y 5V). Este impulso extrae la carga en exceso de la base muy rápidamente, con lo que conseguimos que el transistor  $Q_1$  salga antes de la zona de saturación, aumentando de forma considerable la rapidez de conmutación del circuito.



**Figura 5.29** Señales en la base de  $Q_1$  con y sin  $C_1$ .



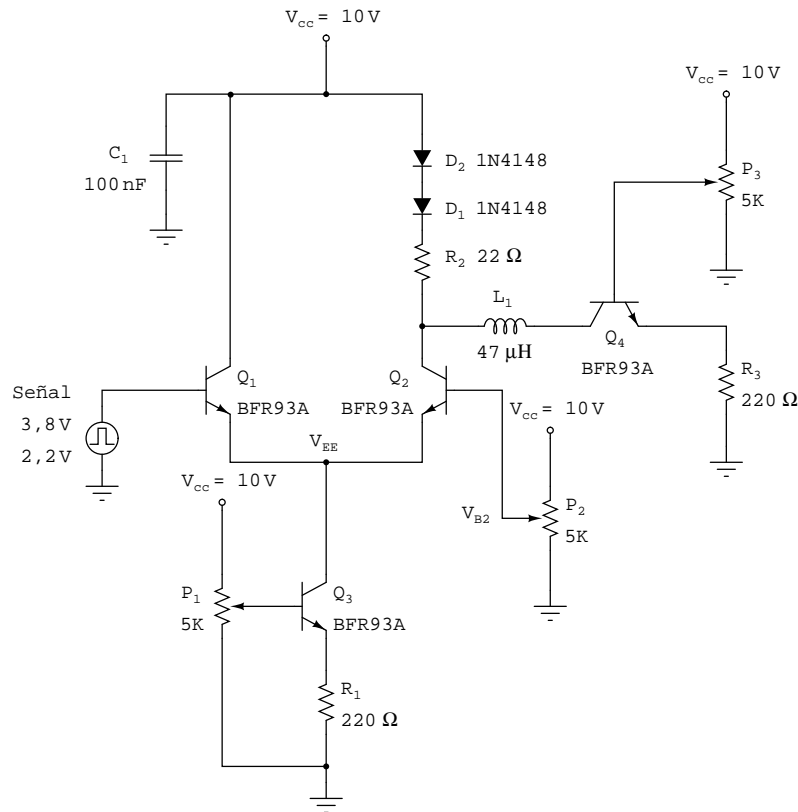
**Figura 5.30** Señales de corriente en el láser con y sin  $C_1$ .

Podemos medir la corriente que circula por el láser midiendo la tensión en  $R_3$ . De todas formas lo que más nos interesa es su aspecto y la medida de los tiempos de bajada y subida de la señal. En la figura 5.30(b) se midió un tiempo de subida de la señal  $t_s = 40ns$  reduciéndose a  $4ns$  al poner el condensador de descarga  $C_1$ , esta última forma de onda aparece en la figura 5.30(a). Se observa con claridad que en esta última señal aparecen oscilaciones no deseadas, debido principalmente



al pico de corriente que aparece en la base del transistor cuando introducimos el condensador para extraer la carga en exceso de la base.

### 5.4.2. Driver diferencial



**Figura 5.31** Driver CML montado en PCB con transistores de AF.

Para este experimento se utilizaron componentes SMD de montaje superficial, excepto para los potenciómetros que ajustan las corrientes de bias y modulación. El transistor elegido fué el BFR93A, un transistor NPN SMD con una elevada frecuencia de transición  $f_T = 6GHz$ . Este semiconductor está pensado para aplicaciones de RF, ver características en tabla 5.5.

Símbolo	Parámetro	Condiciones de test	Tip.	Max.	Unidades
Pequeña señal					
$f_T$	Frecuencia de transición	$I_C = 20mA,$ $V_{CE} = 5V,$ $f = 500Mhz$	6	-	$GHz$
$C_o$	Capacidad salida	$V_{CB} = 5V,$ $I_E = 0,$ $f = 1Mhz$	0,7	-	$pF$
$C_i$	Capacidad entrada	$V_{EB} = 0,5V,$ $I_C = 0,$ $f = 1Mhz$	1,9	-	$pF$

**Cuadro 5.5** Características transistor BFR93A.

### 5.4.2.1. Caracterización estática

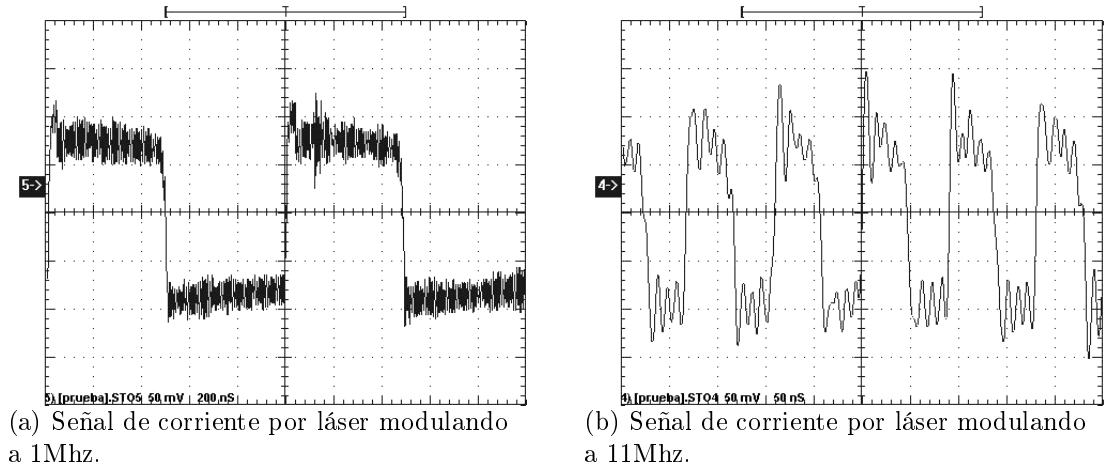
Los márgenes prácticos de corriente de bias y de modulación que se obtienen en el circuito de la figura 5.31 son los que se presentan en la tabla 5.6.

$I_{bias_{max}} = 38,18 \text{ mA}$	$I_{bias_{min}} \simeq 0 \text{ mA}$
$I_{mod_{max}} = 11,8 \text{ mA}$	$I_{mod_{min}} \simeq 0 \text{ mA}$

**Cuadro 5.6** Corrientes de bias y modulación.

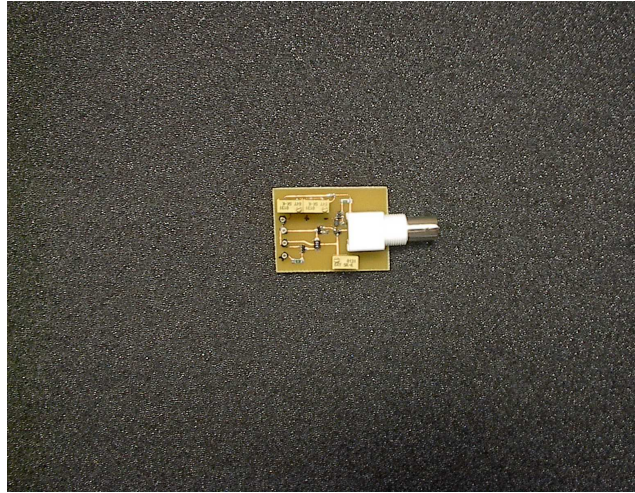
### 5.4.2.2. Caracterización dinámica

En las figuras 5.32(a) y 5.32(b) observamos la señal de salida que obtenemos de un montaje realizado en el laboratorio basandonos en el esquema de la figura 5.31.



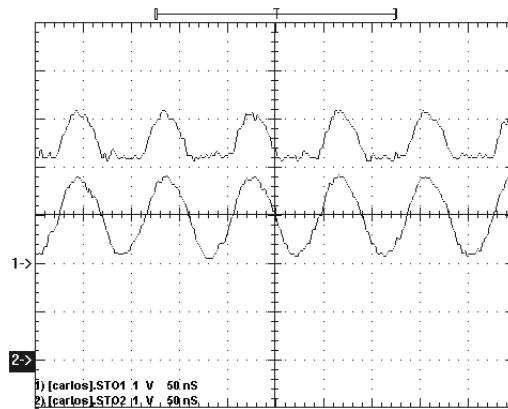
**Figura 5.32** Formas de onda de corriente de modulación por el láser a 1 y 11Mhz.

Midiendo el tiempo de subida de las señales anteriores podemos hacer un predicción del ancho de banda de este montaje. Una medida aproximada de éste es  $t_{sub} = 10ns$ , lo que implica un ancho de banda aproximado de 35Mhz. En ese momento se estaba usando un generador de funciones que no sobrepasaba los 10Mhz, por motivos de adaptación de impedancias no se usó un generador de pulsos de más alta frecuencia, por lo que no se pudo medir en la práctica si realmente este circuito modulaba a 35Mhz. En montajes sucesivos se supera esta velocidad de trabajo. Observemos de nuevo las trazas que se han obtenido para este circuito (figura 5.32), tanto en el nivel alto como en el bajo aparecen unas oscilaciones de frecuencia superior a la de los pulsos. Este fenómeno es conocido como overshoot y undershoot, sus causas son muchas pero la principal se debe a una mala adaptación de impedancias entre el driver y el láser debido a que la impedancia que presenta el cátodo del láser hacia el driver varía con la frecuencia.



**Figura 5.33** Fotografía del circuito en PCB.

Uno de los inconvenientes que aparecen al montar en la práctica el circuito de la figura 5.31 es que la señal de entrada modifica la tensión  $V_{EE}$  que polariza el generador de la corriente de modulación formado por el transistor  $Q_3$ . Este fenómeno se produce en el instante en el que la tensión de los pulsos de entrada supera  $V_{EE}$ , estos cambios se reflejan en la base de  $Q_3$ , en la corriente de base del transistor y, por tanto, en  $I_{mod}$ . En la figura 5.34 se aprecia como las variaciones de tensión en el colector de  $Q_3$  inducen una señal en la base de  $Q_3$  que a su vez determina la corriente que genera la fuente. El efecto Early puede ser atenuado usando otro tipo de fuentes de corriente, como por ejemplo espejos de corriente.



**Figura 5.34** Influencia de los pulsos de entrada sobre la corriente  $I_{mod}$ .

En las figuras 5.35, 5.36 y 5.37 observamos trazas de medidas experimentales de señal óptica de un diodo láser modulado mediante un driver diferencial a una frecuencia de 31,3 Mhz. La red de compensación, para este caso, está formada por una resistencia  $R_{COMP} = 22\Omega$  y diferentes valores de  $C_{COMP}$ . Una buena técnica para determinar experimentalmente el valor del condensador  $C_{COMP}$ , es la que se recomienda en las hojas de características de MAXIM para su driver de 622Mbps [36]. Consiste en medir experimentalmente el valor de la frecuencia de overshoot sin ningún tipo de compensación, para después eliminarlo mediante una red RC fijando unos valores iniciales de  $R_{COMP} = 22\Omega$  y  $C_{COMP} = 1/2\pi f_n R_{COMP}$ . En este

experimento se midió un valor de la frecuencia de overshoot de  $f_n = 235\text{MHz}$  lo que implica un valor de  $C_{COMP} = 27\text{pF}$ . Como se observa en las trazas obtenidas en el experimento el valor más adecuado resultó ser el de  $47\text{pF}$ .

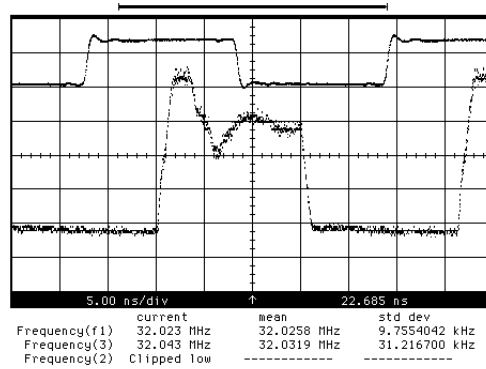


Figura 5.35 Láser descompensado ( $C_{comp} = 22\text{pF}$ ).

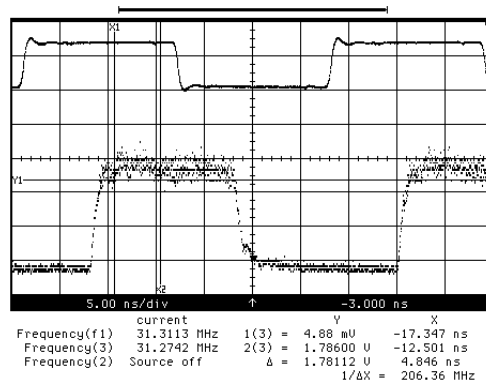


Figura 5.36 Láser compensado ( $C_{comp} = 47\text{pF}$ ).

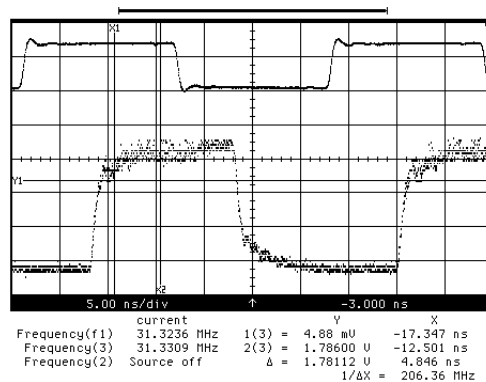
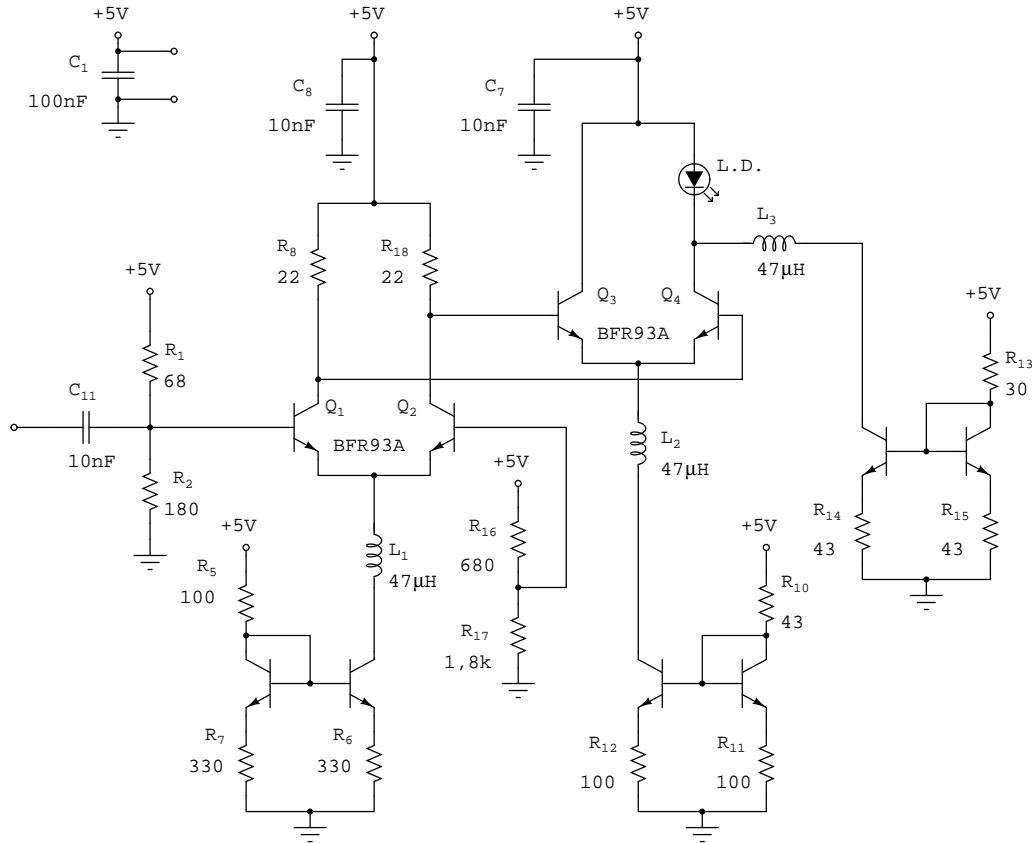


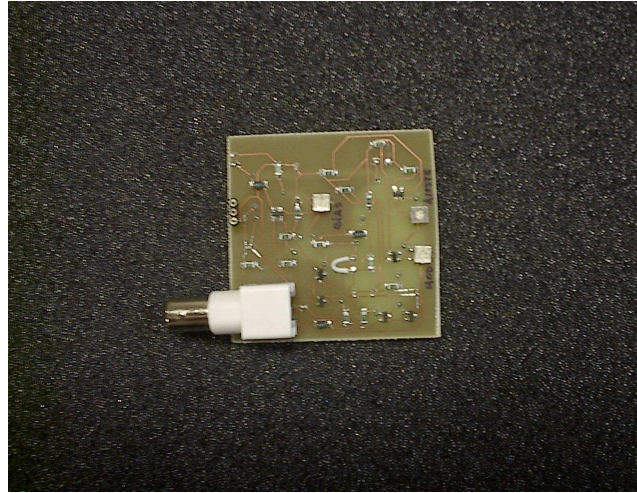
Figura 5.37 Láser sobrecompensado ( $C_{comp} = 68\text{pF}$ ).

## 5.4.3. Driver diferencial de dos etapas



**Figura 5.38** Esquema eléctrico, usado en la práctica, del driver diferencial con buffer de entrada.

El esquema que se ha usado para llevar a cabo en la práctica la idea del buffer de entrada se puede ver en la figura 5.38. Con este esquema y con las técnicas usadas para construirlo en placa PCB, no se obtuvieron mejoras en cuanto a la velocidad de conmutación se refiere. Por otro lado si se consiguió, por medio del buffer, una mejora significativa en el funcionamiento de las fuentes de corriente que suministran las corrientes de modulación del circuito. El buffer de la entrada en este caso está compuesto por la etapa formada por  $Q_1$  y  $Q_2$ . Ajustando de forma adecuada la corriente que conmuta por  $R_8$  y  $R_{18}$  obtenemos una señal con unos niveles cercanos a  $V_{cc}$ , que aplicada a la etapa diferencial formada por  $Q_3$  y  $Q_4$ , no perturba de manera significativa el funcionamiento correcto de la fuente de corriente que suministra  $I_{mod}$ .



**Figura 5.39** Fotografía del diseño en PCB.

#### 5.4.3.1. Caracterización estática

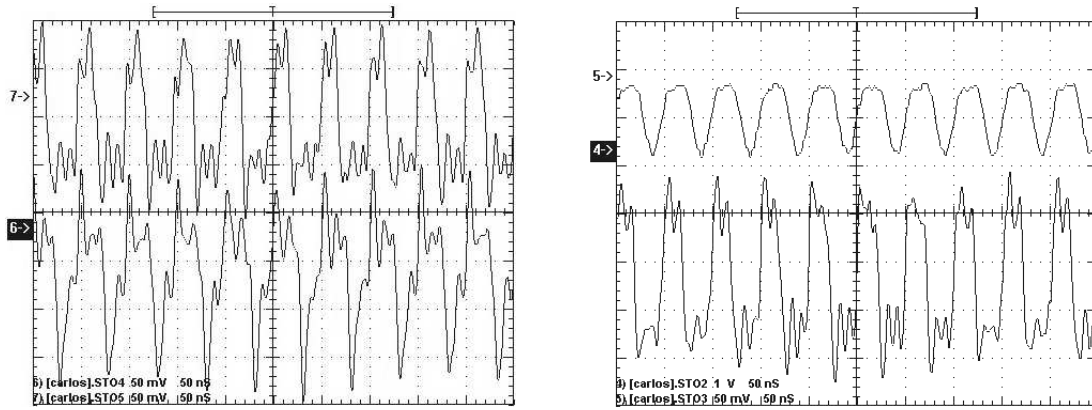
Una vez calculados todos los componentes que conforman el driver (ver apéndice B, página 123) y montado todo en circuito impreso, se procedió a realizar una serie de medidas en régimen estático para comprobar la polarización de la etapa diferencial y comprobar si los resultados se acercaban a lo que se pronosticaba en los cálculos de la página 123. En la tabla 5.7 se muestran los resultados obtenidos.

	MIN. (mA)	MAX. (mA)
$I_{oajus}$	0,24	14,57
$I_{R_8}$	0,22	8,13
$I_{R_{18}}$	0,27	5,4
$I_{mod}(I_{R_{10}})$	0,21	29,65
$I_{bias}(I_{R_{13}})$	0,43	57,6

**Cuadro 5.7** Corrientes, en estática, medidas en el laboratorio.

#### 5.4.3.2. Caracterización dinámica

Con este diseño se esperaba llegar, al menos, a los 30Mhz. Antes de probarlo con al generador de pulsos de alta frecuencia Hewlett-Packard 8133A nos aseguramos un buen funcionamiento en torno a los 20Mhz, en la figura 5.40 observamos el comportamiento del circuito ante una señal de entrada cuadrada con niveles: 0V para el cero lógico y 1,4V para el uno lógico, a una frecuencia de 20Mhz. En la figura 5.40(a) se ven las señales que entrega, a la etapa moduladora del láser, el buffer intermedio. Existe una clara desigualdad entre ambas señales, esto puede ser debido a la mala colocación de alguna de las bobinas del circuito, lo que produce una sobretensión no deseada. El *overshoot* presente en ambas señales es inadmisibles, en la figura 5.40(b) vemos que el pico de sobretensión no se traduce en una sobre corriente en la señal que modula el láser, esta oscilación parásita es absorbida por la bobinas presentes en las fuentes de corriente que suministran las corrientes de modulación.

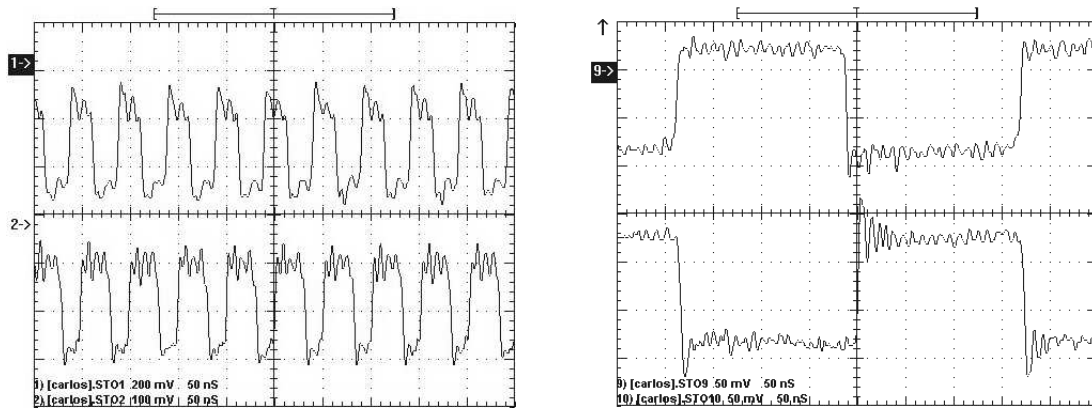


(a) Señales que entrega el buffer de entrada. Base de  $Q_3$  (arriba) y base de  $Q_4$  (abajo).

(b) Señal de entrada (arriba), señal de modulación en el láser (abajo).

**Figura 5.40** Medidas tomadas en el driver. Buffer de entrada (a), etapa CML de salida (b).

Para ver si se ha conseguido alguna mejora con respecto al anterior diseño, se procedió a realizar medidas en ambos circuitos. Los resultados obtenidos se presentan en la figura 5.41, se tomaron medidas a 2 y 20Mhz, además ambos diseños trabajaron con las mismas corriente de modulación. Se observa claramente que el último diseño, con buffer de entrada, presenta, en contra de lo esperado, un overshoot mayor que el driver desprovisto de buffer a la entrada, esta oscilación se aprecia de forma más clara en la figura 5.41(b).

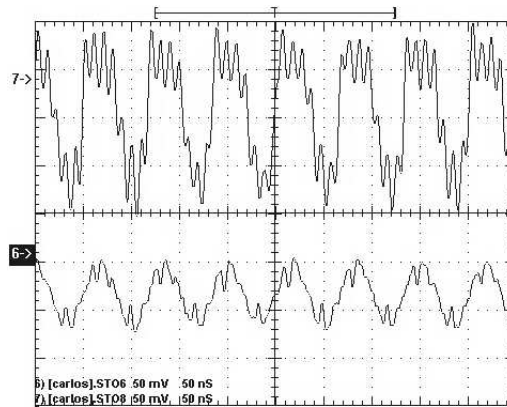


(a) Nuevo diseño (arriba) y anterior diseño (abajo).

(b) Nuevo diseño (abajo) y anterior diseño (arriba).

**Figura 5.41** Salidas de los dos driver construidos hasta el momento. Ambos trabajando a 20Mhz (a), a 2Mhz (b).

Aunque no se han conseguido mejoras significativas, en lo que a velocidad de conmutación se refiere, se decidió formar una plataforma de comunicaciones formada por el nuevo driver con buffer de entrada, como transmisor, y como receptor el circuito formado por los integrados de MAXIM: MAX3963 y MAX3964. Los resultados obtenidos no son muy significativos (ver figura 5.42).



**Figura 5.42** Señal eléctrica entre ánodo y cátodo del láser (arriba). Señal que sale de la etapa receptora (abajo).

#### 5.4.4. Driver diferencial, diseño PCB con técnicas AF

En los circuitos transmisores probados hasta el momento no se ha conseguido superar la barrera de los 20-30Mhz y tampoco se ha reconocido, de forma clara, cual era la causa de esta limitación, ya que se usaban transistores SMD de alta frecuencia, que se supone no deben limitar a estas velocidades de conmutación tan bajas (estamos hablando de transistores con una frecuencia de transición  $f_T = 6Ghz$ ). Basandonos en documentación sobre como diseñar circuitos para trabajar en alta frecuencia (concretamente en [37], la biblia del diseño digital en AF) se llegó a la conclusión de que lo que limitaba al circuito para trabajar a las velocidades deseadas era el diseño cuidadoso de las placas PCB, líneas de transmisión, planos de masa, distribución de componentes, etc... Un resumen de como deben construirse las placas PCB para poder trabajar en frecuencia puede verse en los apendices de este proyecto (ver apéndice A, página 117). Por tanto, sabiendo que el ancho de banda en nuestro diseño venía limitado fuertemente por la geometría de las líneas de transmisión de las placas PCB, nos pusimos a trabajar en un nuevo diseño en el que se tendrían en consideración los puntos destacados hasta ahora. Se decidió montar un driver para modular diodos láser bastante sencillo, su esquema puede verse en la figura 5.43. En el esquema del nuevo driver podemos ver que se ha prescindido de las bobinas asociadas a las fuentes que suministran las corrientes de modulación del láser, la función que hacían estas bobinas se consigue ahora por medio de un adecuado diseño de la línea de transmisión implementada en el diseño del circuito impreso (de nuevo, ver apéndice A, página 117).





## 5.4.4.1. Caracterización estática

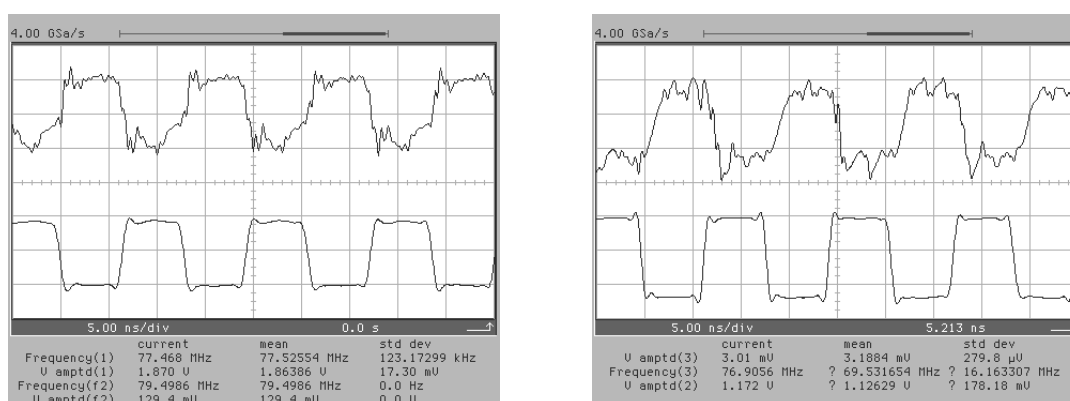
En un principio, para probar el diseño, se colocó una resistencia de  $13\Omega$  en lugar de un diodo láser convencional, esto se hizo simplemente para facilitar, al principio, la medida de las corriente de modulación y ver si se ajustaban a los valores esperados en los cálculos. Antes de empezar a trabajar con señal se ajustaron ciertos parámetros del circuito a los que se presentan en la tabla 5.8.

$I_{mod}$	10mA
$I_{bias}$	22,2mA
$V_{EE}$	2,85V
$V_{ref}$	3,61V

Cuadro 5.8 Corrientes de modulación y ajuste de tensiones.

## 5.4.4.2. Caracterización dinámica

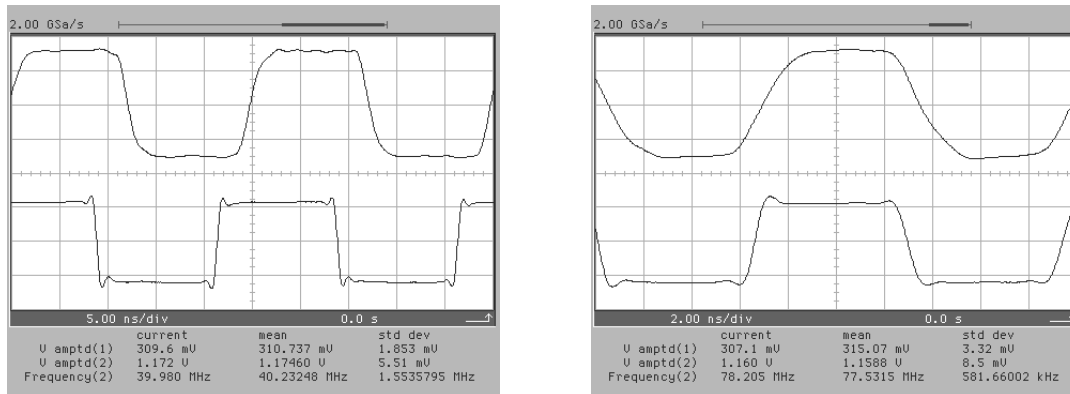
Las señales obtenidas después de realizar los ajustes de la tabla anterior pueden verse en la figura 5.45, la señal inyectada al driver proviene del generador de pulsos de alta frecuencia Hewlett-Packard 8133A, los pulsos son PECL con una amplitud de 1,5V y un offset de 0,5V.



(a) Señal de corriente en el driver.

(b) Señal detectada con el fotodiodo Vis-Vr de New Focus.

**Figura 5.45** Señales obtenidas con el driver a 77,5Mhz. Tensión en resistencia  $13\Omega$  en lugar del láser (a). Con láser FU-427SLD-F1 (b).



(a) Entrada (abajo) y salida del receptor (arriba). 40Mhz.

(b) Entrada (abajo) y salida del receptor (arriba). 77,5Mhz.

**Figura 5.46** Señales obtenidas en el sistema transmisor-receptor híbrido.

La figura 5.45(a) muestra dos señales, en la parte de abajo vemos la señal procedente del generador de pulsos, en la parte de arriba aparece la tensión en extremos de una resistencia de  $13\Omega$  usada en lugar de un diodo láser. Esto nos permite ver con cierta exactitud la forma de la señal de corriente de modulación. El resultado es bastante satisfactorio, con esta corriente podemos modular un láser a 155Mbps, tengamos en cuenta que la variación de la corriente no será la misma cuando tengamos por carga un láser. En la figura 5.45(b) aparece (en la parte de arriba) la señal producida por el driver cuando tiene por carga el diodo láser FU-427SLD-F1, observamos que la calidad de la señal empeora con respecto a la señal obtenida con la resistencia, pero sigue siendo bastante buena como para poder usar este driver formando parte de una plataforma de comunicaciones. El éxito de este experimento nos lleva a montar una plataforma de comunicaciones completa, formada por el driver con componentes discretos como transmisor y, con los integrados de MAXIM MAX3963 y MAX3964 como receptor. El resultado puede verse en las figuras 5.46(a) y 5.46(b). El comportamiento de esta plataforma híbrida es muy parecido al de la plataforma completa de MAXIM a 155Mbps, que tomamos como referencia.

### 5.4.5. Conclusiones

#### Driver modulación Emisor-Común

Como se ha visto a lo largo del análisis y las pruebas realizadas en esta configuración, la pobre respuesta en frecuencia del circuito se debe al tiempo que tarda el transistor en salir de la zona de saturación, lo que introduce un retardo a la salida con respecto de la entrada. Para disminuir este retardo se coloca un condensador en paralelo con la resistencia de la base que sirve para eliminar el exceso de carga. Sacar, con este método, al transistor de la saturación presenta el inconveniente de que en la señal de salida aparecen oscilaciones indeseadas, debido a la propia inercia del dispositivo.

### Driver diferencial

Experimentalmente se ha confirmado que este tipo de configuración es la más rápida que la saturante en Emisor-Común. (centenares de Mhz).

Se ha observado que existen ciertas limitaciones con el tipo de fuentes de corriente usadas para generar las corrientes de modulación, debido a la tensión variable que aparece en los emisores acoplados causada por la tensión de entrada.

Existe una limitación que restringe la respuesta en frecuencia del montaje práctico, ya que a pesar de usar componetes SMD de alta frecuencia no se consigue subir de los 40Mhz. Esta limitación se debe a varias causas: el diseño de las líneas de transmisión en la placa PCB, la incorrecta adaptación de impedancias entre el generador de corriente y la entrada del driver, la incorrecta adapta entre la etapa de salida del driver y el diodo láser.

### Driver diferencial de dos etapas

En definitiva, añadiendo un buffer de entrada entre el generador de pulsos y la etapa diferencial del driver obtenemos las siguientes ventajas:

- Aislar la etapa CML de la salida del generador de pulsos, con esto conseguimos adaptar los niveles de señal que ésta necesita.
- Reducir el overshoot de la señal de modulación.
- Aumentar el nivel de continua en las bases de los transistores que forman la etapa diferencial que modula directamente el láser. De esta forma se consigue una muy baja influencia de la señal sobre la fuente de corriente que proporciona la  $I_{mod}$ .

No se consiguió un aumento de la velocidad de conmutación en este diseño con respecto al anterior.

### Driver diferencial, diseño PCB con técnicas de AF

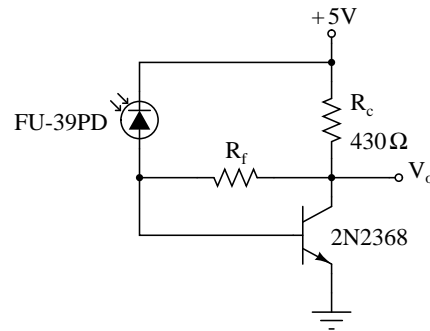
En este prototipo hemos comprobado que es fundamental un cuidadoso diseño de la placa de circuito impreso para poder obtener buenos resultados trabajando a altas frecuencias. En especial, es necesario seguir al pie de la letra las indicaciones que se muestran en el apendice A (página 117), es decir, hay que ser consciente de que a estas frecuencias de trabajo empiezan a influir de manera significativa parámetros que a más baja frecuencia son despreciables. El diseño del circuito impreso presentará una respuesta en frecuencia característica dependiendo de la colocación de los componentes; longitud, grosor y trayectoria de líneas de transmisión; área de los planos de masa y alimentación; disposición de los condensadores de bypass; número de vias introducidas en el diseño y buena adaptación de impedancias durante todo el camino de la señal.

## 5.5. Preamplificador

En esta sección se analizan los resultados obtenidos en el laboratorio para los esquemas de amplificadores analizados en la parte teórica. Los montajes se

realizaron en placas de pruebas con transistores de encapsulado metálico TO-X y en placas PDB usando componentes SMD. El equipo utilizado para realizar las medidas ha sido un generador de pulsos, sonda HP, osciloscopio de alta frecuencia y cables SMA para los montajes en PCB. Para la caracterización dinámica de todos los preamplificadores que se analizan en esta sección se usa como fuente de transmisión el driver diferencial montado en PCB usando técnicas de AF de la sección 5.4.4, ver esquema 5.43 (fotografía 5.44).

### 5.5.1. Preamplificador una etapa Emisor-Común

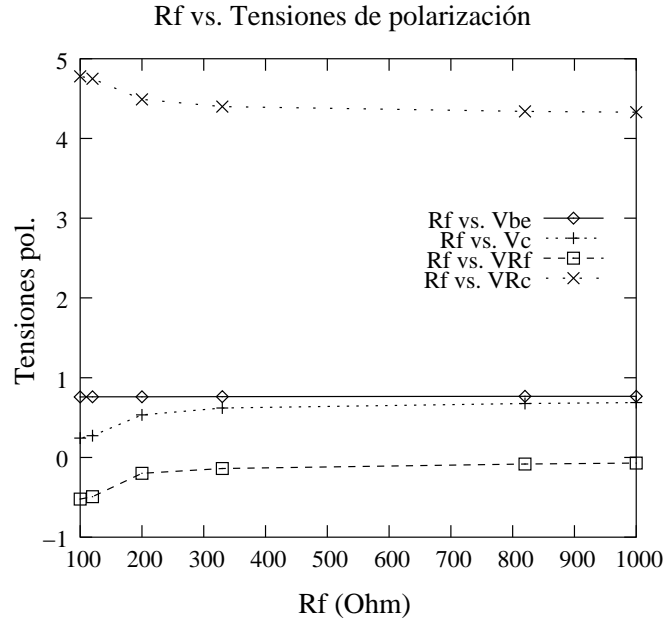


**Figura 5.47** Amplificador óptico realimentado con topología paralelo-paralelo.

Para este diseño se utiliza el transistor bipolar NPN 2N2368 con encapsulado metálico TO18, la frecuencia de transición de este semiconductor es  $f_T = 500MHz$ .

#### 5.5.1.1. Caracterización estática

La resistencia de realimentación  $R_f$  influye sobre las tensiones de polarización del amplificador de la figura 5.47 cuando su valor está comprendido entre decenas de Ohmios hasta  $200\Omega$ , por encima de este valor su influencia sobre las tensiones de polarización es mínima. En la gráfica de la figura 5.48 observamos un aumento del rango dinámico en el amplificador hasta un valor de  $R_f = 200\Omega$ . En esta configuración no es posible obtener un intervalo dinámico mayor.



**Figura 5.48** Curva tensiones de polarización en función de  $R_f$ .

Observando esta gráfica también vemos que la tensión de colector del amplificador es mayor que la de base, por tanto el sentido de la corriente que circula por  $R_f$  es contrario al esperado, de base a colector. Si la corriente fluye de la entrada a la salida puede que no exista el efecto de realimentación negativa que debería existir en la topología paralelo-paralelo.

#### 5.5.1.2. Caracterización dinámica

En la figura 5.47 observamos el esquema de un montaje práctico que se realizó en el laboratorio en placa de pruebas para observar la influencia que tiene la resistencia de realimentación  $R_f$  sobre la respuesta en frecuencia del circuito. Una impedancia de entrada del amplificador baja significará una carga resistiva para el fotodiodo pequeña, aumentando con ello la respuesta en frecuencia del dispositivo semiconductor. Para que la impedancia de entrada del amplificador realimentado disminuya de forma notable, es necesario que el producto  $A_z\beta_y$  sea mucho mayor que uno. Por otro lado la ganancia en lazo abierto  $A_z$  es directamente proporcional al valor que tome  $R_f$  lo que implica que para que la ganancia aumente es necesario que  $R_f$  aumente, el inconveniente es que  $\beta_y$  es inversamente proporcional a  $R_f$ . Tenemos, por tanto, que buscar un valor para  $R_f$  que sirva para que el amplificador realimentado responda de forma rápida a las frecuencias de trabajo que necesitamos para poder recibir señales de datos digitales del orden de 100Mbps a 200Mbps.

La única manera de ver como afecta el valor de  $R_f$  a la respuesta en frecuencia del amplificador realimentado es realizar medidas trabajando con señales de 77,5Mhz y observar como influye la resistencia de realimentación sobre los tiempos de subida y bajada de dichas señales.

Las trazas que se observan en las figuras 5.49 hasta 5.51 muestran diferentes formas de onda de la señal de salida para el esquema de la figura 5.47 para diferentes valores de  $R_f$ .

En las dos primeras trazas figuras 5.49 y 5.50 los tiempos de subida y bajada son muy elevados (del orden de 6 ns). El tiempo de subida viene impuesto por la resistencia de realimentación y el condensador de la sonda de medida, el tiempo de bajada por la misma resistencia de realimentación y la capacidad parásita del fotodiodo.

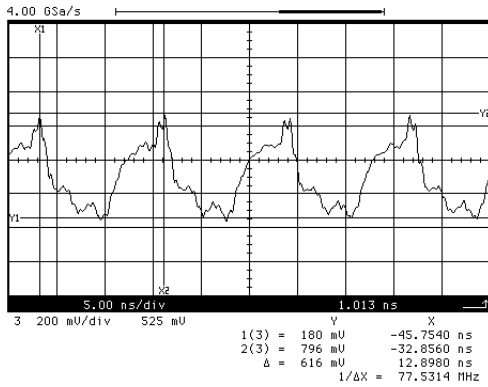


Figura 5.49  $R_f = 1K\Omega$

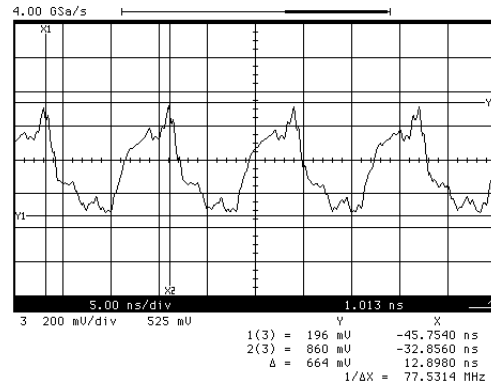


Figura 5.50  $R_f = 820\Omega$

Disminuyendo el valor de la resistencia de realimentación observamos de forma clara una mejora tanto en los tiempos de subida como de bajada de la señal de salida (ver figuras 5.51 y 5.52).

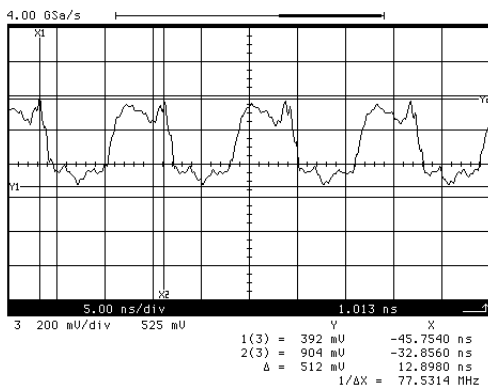


Figura 5.51  $R_f = 330\Omega$

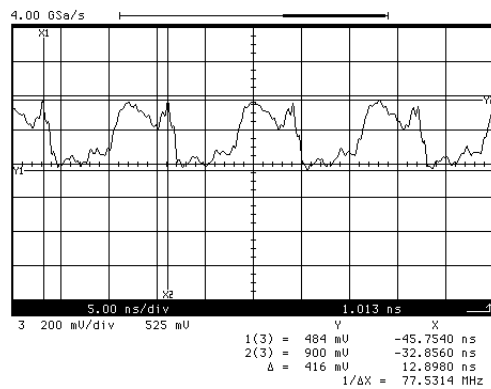
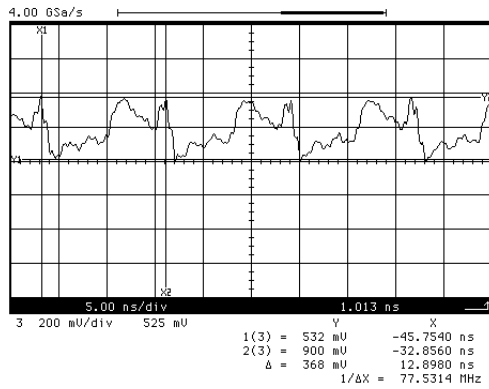
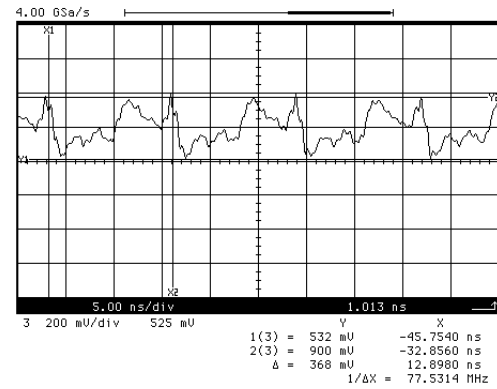
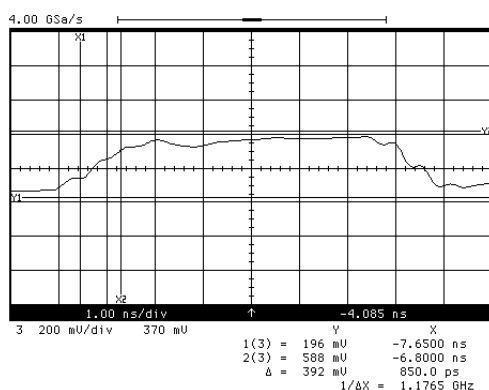
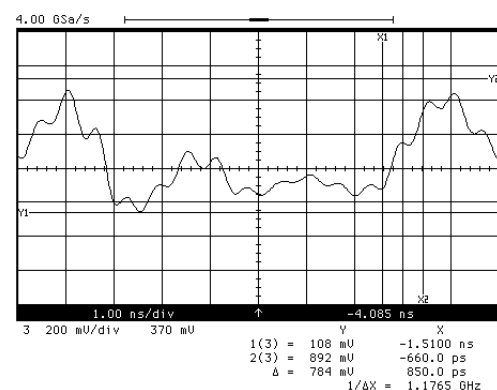


Figura 5.52  $R_f = 200\Omega$

Reduciendo aún más el valor de  $R_f$  conseguimos tiempos de transición más pequeños pero también observamos una disminución en la amplitud de la señal de salida. Este fenómeno se debe a que la disminución de la resistencia de realimentación provoca una caída en la ganancia del circuito realimentado. Los valores de  $R_f$  que dan como resultado las trazas que vemos en las figuras 5.49 y 5.50 no interesan ya que los picos de ruido que aparecen tanto en el nivel alto de la señal como en el nivel bajo producirán pérdidas de bit en la comunicación de datos digitales.

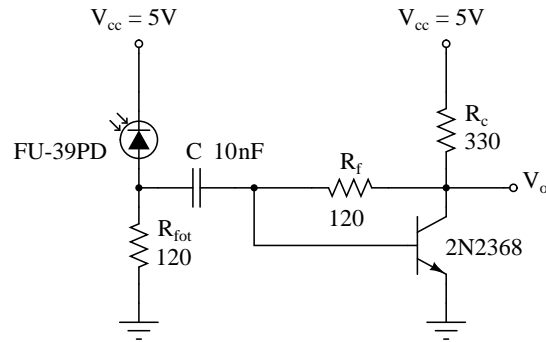
Figura 5.53  $R_f = 120\Omega$ Figura 5.54  $R_f = 100\Omega$ 

El siguiente paso es ver si se produce alguna mejora en la calidad de las señales a la salida del amplificador realimentado si lo montamos en una placa PCB usando componentes SMD. En este caso el transistor utilizado es un BFR93A. Podemos medir la señal de salida de dos forma diferentes, usando la sonda del osciloscopio HP o un cable SMA conectado directamente a la entrada de  $50\Omega$  del osciloscopio. En las siguientes trazas veremos si estas formas de tomar medias influyen de alguna manera en el tiempo de subida de las señales. La sonda HP del osciloscopio tiene un ancho de banda determinado por su resistencia interna y por un condensador para desacoplar continua, la resistencia interna es de  $100K\Omega$ . Por otro lado, el cable SMA es una simple línea de transmisión con una impedancia fija a lo largo de todo el camino de la señal de  $50\Omega$ . En las figuras 5.55 y 5.56 podemos ver como para una frecuencia de 77,5Mhz el usar cable SMA o sonda no influye practicamente nada en el tiempo de subida de la señal, pero sin embargo afecta de manera notable en la forma de onda de la señal que observamos en la pantalla del osciloscopio.

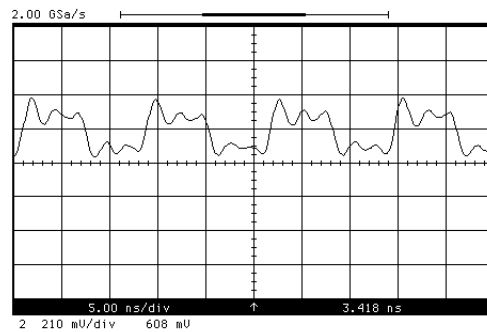
Figura 5.55 Cable SMA  $50\Omega$ Figura 5.56 Sonda osciloscopio  $100K\Omega$ 

Una variación del esquema amplificador de una etapa en emisor-común de la figura 5.47 es la de desacoplar en continua el fotodiodo de la etapa amplificadora por medio de un condensador. El condensador sólo afecta a las bajas por tanto no interviene sobre la frecuencia de corte superior del circuito, ver figura 5.57.



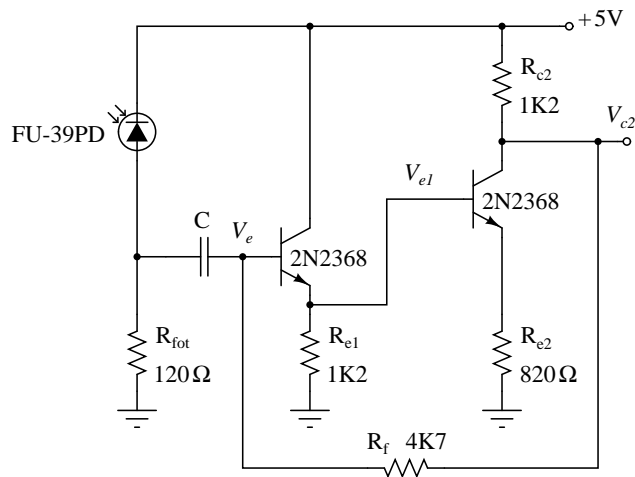


**Figura 5.57** Preamplificador monoetapa aislado por condensador.



**Figura 5.58** Señal de salida del montaje en placa de pruebas basado en el esquema de la figura 5.57.

### 5.5.2. Preamplificador dos etapas CC-EC



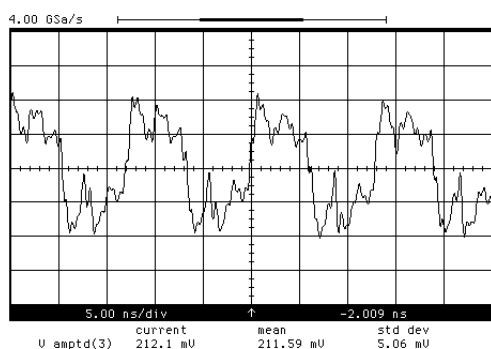
**Figura 5.59** Amplificador óptico realimentado con topología paralelo-paralelo.

#### 5.5.2.1. Caracterización estática

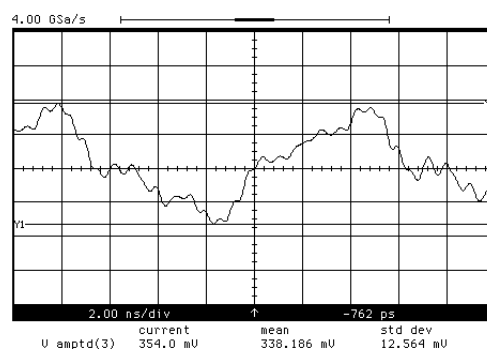
Las tensiones de polarización para estos experimentos en el circuito de la figura 5.59 son:  $V_{E1} = 2,185V$ ,  $V_{BE1} = 0,704V$ ,  $V_{C2} = 2,981V$  y  $V_{BE2} = 0,714V$ . Como podemos apreciar el rango dinámico de este diseño es amplio, además tiene la ventaja que ofrece la realimentación por medio de  $R_{e2}$ , que mantiene constante la corriente de polarización ante los cambios de temperatura.

### 5.5.2.2. Caracterización dinámica

En la figura 5.59 observamos el esquema para un montaje práctico que se realizó sobre una placa de pruebas de un amplificador realimentado de dos etapas. La señal de corriente del fotodiodo se transforma en una señal de tensión por medio de una resistencia en serie  $R_{fot}$  y se inyecta al amplificador a través de  $C$  un condensador que desacopla la continua. En este montaje el fotodiodo FU-39PD no se conecta directamente a la etapa de amplificación, por tanto hay que tener en cuenta que la respuesta del subsistema de primer orden que forma la capacidad parásita del fotodiodo con la carga estará determinada por el valor de  $R_{fot}$ . Esto se ve más claramente en las trazas que muestran las medidas que se realizaron en el laboratorio. La figura 5.60 y 5.61 muestra la respuesta ante una señal cuadrada del fotodiodo con la resistencia  $R_f$  en serie sin conectar a la etapa amplificadora. Podemos observar con claridad la influencia de la capacidad en la sonda de medida en el tiempo de subida de señal. El efecto de la capacidad parásita del fotodiodo junto con  $R_f$  aparece en el tiempo de bajada de la misma señal.

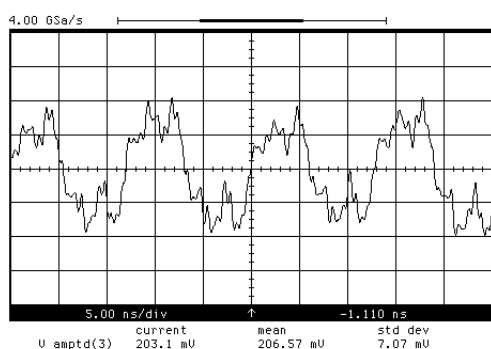


**Figura 5.60** Señal  $V_e$  sin efecto de carga de la etapa amplificadora

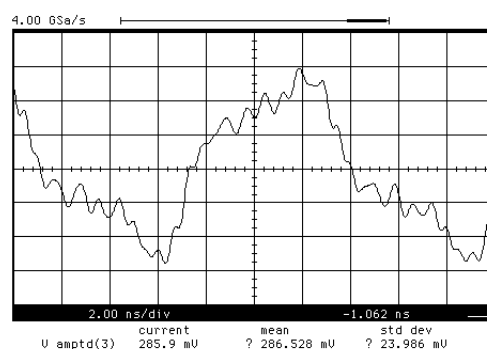


**Figura 5.61** Señal  $V_e$  con efecto de carga de la etapa amplificadora

Al conectar el fotodiodo más la resistencia en serie al amplificador vemos como se reducen de forma considerable estos tiempos de subida y bajada de señal. Esto se debe a que la impedancia de entrada de la etapa de amplificación queda en paralelo con  $R_f$  reduciendo por tanto la resistencia vista tanto por la capacidad parásita del fotodiodo como la de la sonda de medida (ver figura 5.60 y 5.61).



**Figura 5.62** Señal  $V_{c1}$  sin efecto de carga de la segunda etapa



**Figura 5.63** Señal  $V_{c1}$  con efecto de carga de la segunda etapa

Observamos el mismo efecto de carga sobre las señales medidas en la base del transistor de la segunda etapa (ver figuras 5.62 y 5.63). La señal de salida no presenta los efectos de carga en los tiempos de subida y bajada de señal ya que su carga es el propio osciloscopio. En montajes PCB con conectores y sondas SMA no aparecerán estos efectos ya que se procurará diseñar amplificadores con impedancias de salida en torno a los  $50\Omega$  para un rango de frecuencias amplio. Esto se consigue con un adecuado diseño de las pistas de la placa y ajustando las impedancias de entrada y salida con el efecto de la realimentación. En la figura 5.64 observamos la forma de la señal a la salida de este amplificador recibiendo una señal pulsante de 77,5Mhz, procedente del driver de la sección 5.4.4.

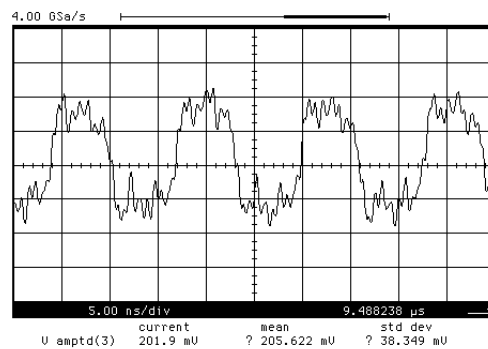


Figura 5.64 Señal  $V_{c2}$  a la salida

La fotografía 5.66 muestra el prototipo en PCB montado en el laboratorio para el esquema de la figura 5.59. Para este montaje en placa PCB se usaron componentes SMD de soldadura superficial. El transistor elegido para este montaje es el BFR93A (debido a su elevado valor de  $f_T$ ), las tensiones de polarización no varían demasiado con respecto a las obtenidas en placa de pruebas con los transistores 2N2368. Teniendo en cuenta que se cambia de modelo de transistor al pasar de placa de pruebas a PCB y, por tanto, se alteran parámetros importantes del sistema como son las capacidades de unión en los BJT.

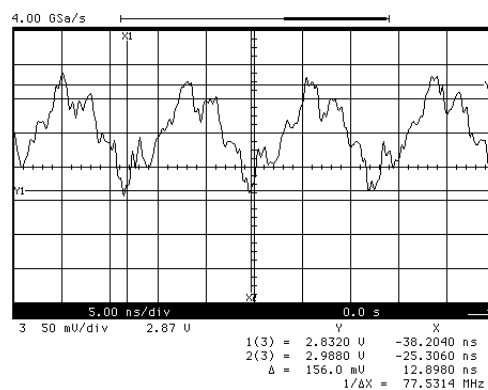


Figura 5.65 Señal de salida (colector de  $T_2$ ) en el esquema de la figura 5.59. Montaje en placa PCB.

En la primera prueba experimental se observa que el preamplificador es inestable y que será necesario utilizar alguna técnica de compensación para mover los polos del sistema aunque perdamos ganancia. En la figura 5.65 observamos la

señal de salida para este montaje. La señal de salida para este montaje en PCB sale muy distorsionada y deteriorada con respecto al mismo diseño realizado en placa de pruebas.

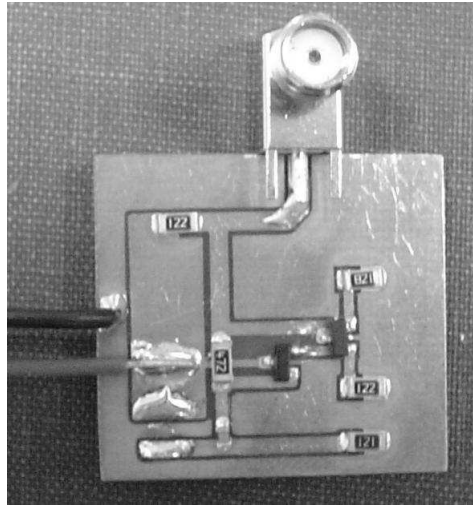


Figura 5.66 Fotografía preamplificador esquema figura 5.59.

### 5.5.3. Preamplificador dos etapas EC-CC

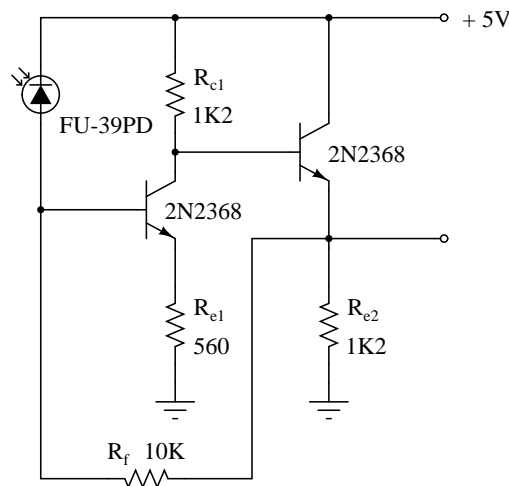


Figura 5.67 Preamplificador de transimpedancia EC-CC con doble realimentación.

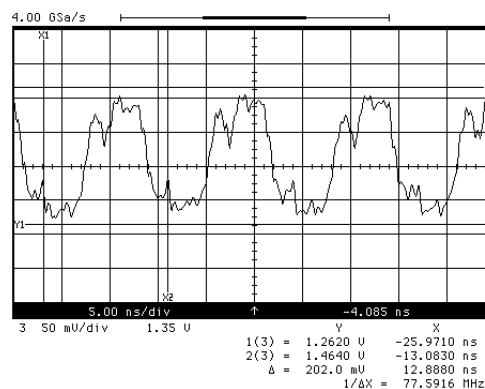
#### 5.5.3.1. Caracterización estática

Las tensiones de polarización que se miden en este diseño montado en *placa de pruebas*, con la corriente de *oscuridad* por el fotodiodo FU-39PD, son:  $V_{BE_{T1}} = 0,708V$ ,  $V_{C_{T1}} = 2,791V$ ,  $V_{BE_{T2}} = 0,712V$  y  $V_{E_{T2}} \equiv V_o = 2,079V$ . El margen dinámico en este diseño mejora de forma notable con respecto al preamplificador monoetapa caracterizado en la sección 5.5.1, es comparable al de la sección 5.5.2.

Iluminando el fotodiodo con el láser FU-427SLD obtenemos las siguientes medidas de tensiones de polarización del circuito (el láser no se modula aún con señal digital):  $V_{BE_{T1}} = 0,736V$ ,  $V_{C_{T1}} = 2,208V$ ,  $V_{BE_{T2}} = 0,7V$  y  $V_{E_{T2}} \equiv V_o = 1,506V$ .

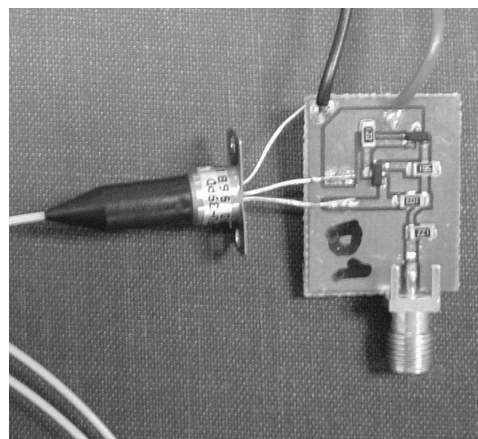
### 5.5.3.2. Caracterización dinámica

Con los valores de resistencias elegidos (ver figura 5.67) el circuito no oscila y, por tanto, no necesita de compensación de ningún tipo. Obtenemos la señal de salida, integrándolo dentro de la plataforma discreta, que se observa en la figura 5.68. En esta figura vemos la señal cuadrada que se obtiene al introducir en la plataforma una señal pulsante a 77,5Mhz. La impedancia de salida de esta configuración es bastante pequeña (decenas de Ohmios), hay que tener en cuenta que la salida es en Colector-Común y que además existe una reducción de la impedancia de salida debido al lazo de realimentación en un factor  $1/(1 + A\beta)$ .



**Figura 5.68** Señal de salida obtenida en el preamplificador de la figura 5.67 en placa de pruebas.

Como en todos los montajes que dan buenos resultados en las pruebas, se procedió a implementar en placa PCB el diseño de la figura 5.67, una fotografía del circuito junto con el fotodiodo FU-39PD puede verse en la figura 5.69.

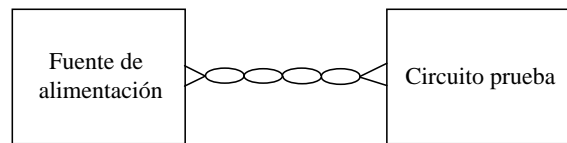


**Figura 5.69** Fotografía preamplificador esquema figura 5.67.

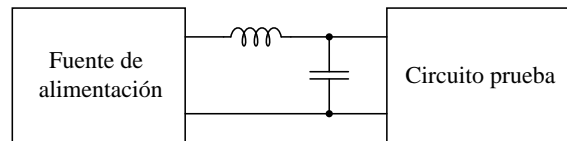
Para el diseño en PCB que se observa en la fotografía (5.69) se usaron los transistores de RF, BFR93A. Al realizar las medidas en el laboratorio se observó un fenómeno que no se había visto hasta el momento, en montajes PCB. Los cables de alimentación influían de manera notable en la calidad de la señal de salida del preamplificador, introduciendo una gran distorsión a la salida, dependiendo de

cómo estuviesen dispuestos dichos cables. Se pensó que este fenómeno, desconocido hasta el momento, era causado por el efecto *antena* que producían los propios cables debido, presumiblemente, a su longitud comparada con las pequeñas dimensiones de los diseños en PCB.

Existen dos posibles soluciones para atenuar la distorsión debida a los cables de alimentación. Trenzar los propios cables, como se observa en la figura 5.70 o interponer un filtro bias-T formado por una bobina y un condensador como se ve en la figura 5.71.

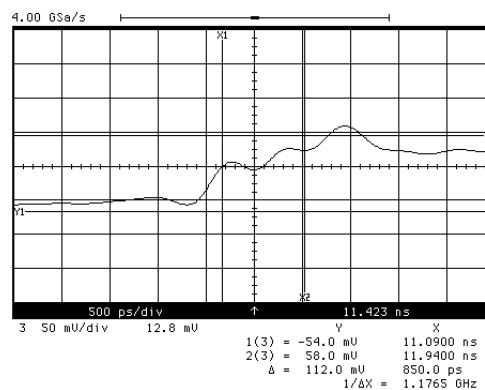


**Figura 5.70** Trenzado de los cables de alimentación del circuito.

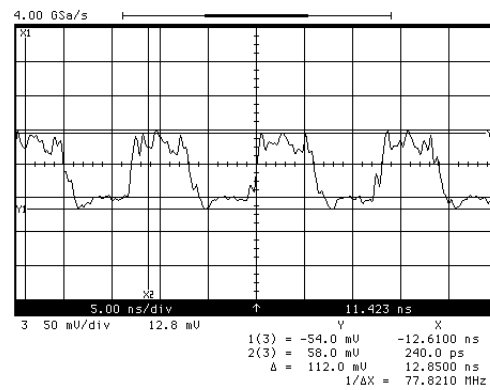


**Figura 5.71** Filtro bias-T entre alimentación y circuito.

En las figuras 5.72 y 5.73 observamos las medidas experimentales del tiempo de subida y de la respuesta del preamplificador a 77,5Mhz sin usar filtrado en los cables de la alimentación.

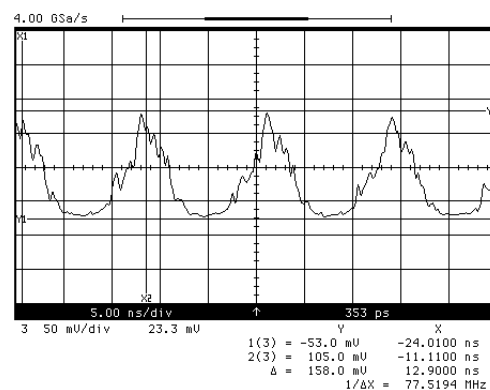


**Figura 5.72** Medida del  $t_r$  en el preamplificador.

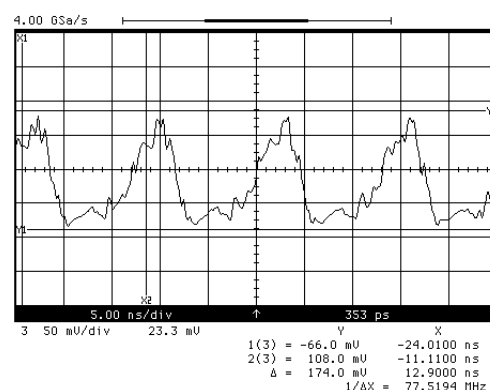


**Figura 5.73** Señal de salida obtenida en el preamplificador de la figura 5.67 montado en PCB (sin filtro bias-T).

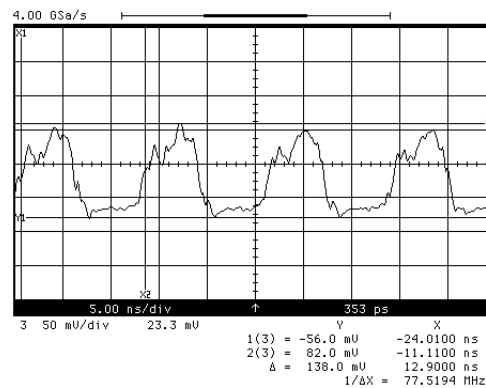
La opción de trenzar los cables de alimentación atenúa bastante los efectos de inducción pero la forma de señal a la salida presenta otro tipo de distorsión que tampoco es deseable (ver figura 5.74). La técnica que presenta mayor inmunidad a la distorsión, independientemente de la longitud y la colocación de los cables, es la de interponer un filtro de doble polo (bias-T) entre la fuente de alimentación y el circuito preamplificador. En la figuras 5.75 y 5.76 vemos diferentes tipos de distorsión a la salida en función de los valores del filtro bias-T.



**Figura 5.74** Señal de salida trenzando los cables de alimentación. Se obtiene cierta inmunidad al ruido pero aparece una distorsión fija en la señal de salida.



**Figura 5.75** Salida obtenida con filtro bias-T en la alimentación ( $L = 250\mu H$ ,  $C = 10nF$ ,  $f_c = 100MHz$ ). Aparece cierta distorsión a la salida, la inmunidad al ruido es absoluta.



**Figura 5.76** Salida obtenida con filtro bias-T en la alimentación ( $L = 250\mu H$ ,  $C = 3,3pF$ ,  $f_c = 5,5MHz$ ). La distorsión es aceptable y la inmunidad al ruido buena.

### 5.5.4. Conclusiones

#### Preamplificador una etapa EC

La impedancia de entrada del amplificador realimentado o, lo que es lo mismo, la resistencia de carga en serie con el fotodiodo receptor influye en la respuesta en frecuencia del preamplificador de la etapa receptora. Es necesario medir experimentalmente un valor adecuado de la resistencia de realimentación para llegar a un compromiso (ganancia) - (ancho de banda) adecuado. El inconveniente de esta configuración es su bajo rango dinámico, la tensión del colector oscila en torno a los 0,8V.

#### Preamplificador dos etapas CC-EC

Con esta configuración mejoramos el rango dinámico, cercano a la mitad de la tensión de alimentación. Otra ventaja de esta configuración es su estabilidad frente a los cambios de temperatura, debido a la realimentación serie-paralelo que ofrecen las resistencias de polarización en los emisores de las dos etapas. Sin embargo, no se llegaron a realizar medidas en la cámara climática. En la caracterización dinámica obtenemos señales de salida muy distorsionadas, tanto en placa de pruebas como en PCB.

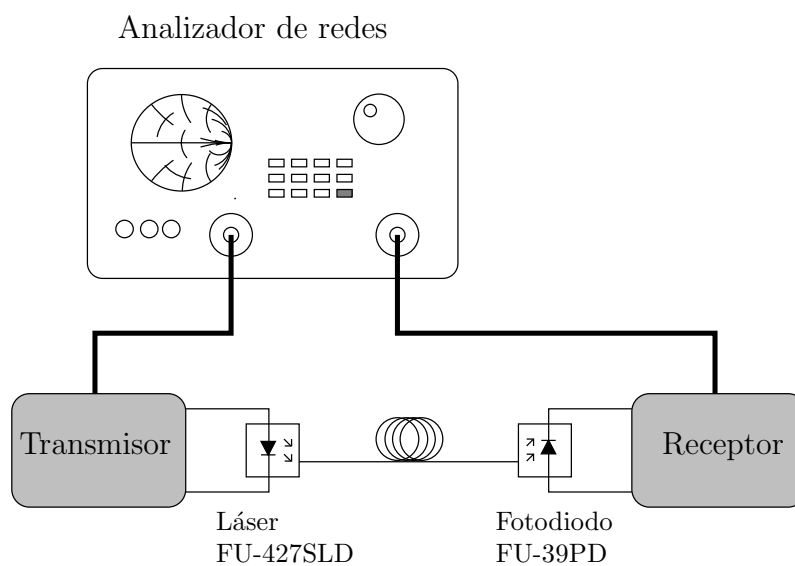
#### Preamplificador de dos etapas EC-CC

Esta configuración ofrece las mismas ventajas que la anterior, en lo referente a rango dinámico y estabilidad frente a la temperatura. En la caracterización dinámica observamos que los cables de alimentación del circuito influyen en la señal de salida, añadiendo un filtro bias-T en la alimentación conseguimos una inmunidad muy alta ante la influencia de los cables. Eligiendo de forma totalmente empírica valores para la bobina y el condensador que forman el filtro, llegamos a obtener una señal de salida poco distorsionada. Como es el diseño que nos da mejores resultados, lo elegimos como candidato para realizar pruebas de ancho de banda.



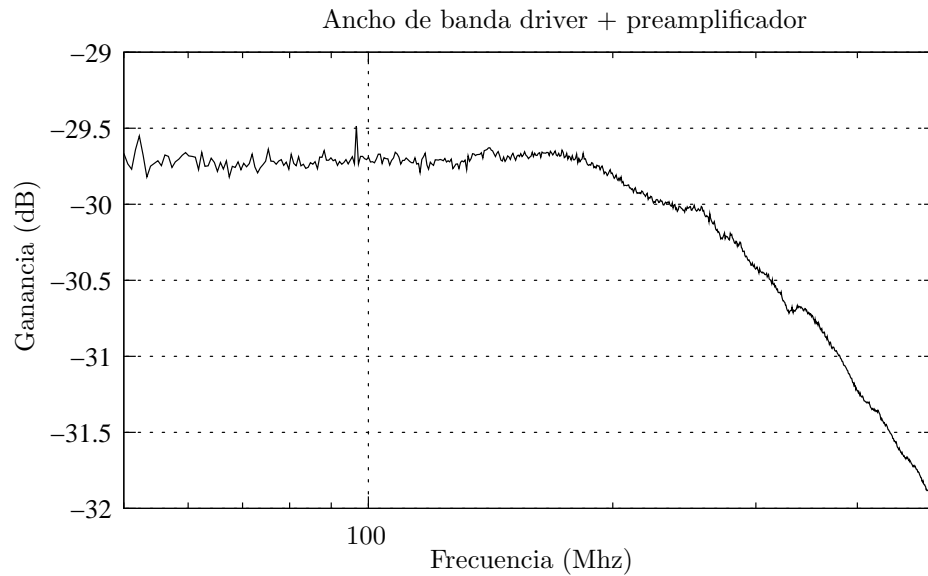
## 5.6. Ancho de banda sistema completo

En esta sección se realizan pruebas sobre un sistema completo, como driver se elige el de una sola etapa diferencial que nos dió buenos resultados en cuanto a calidad de señal y respuesta en frecuencia, ver esquema de la figura 5.43 en la sección 5.4.4. Como receptor se usa el preamplificador de dos etapas EC-CC, ver esquema de la figura 5.67 en la sección 5.5.3. Nuestro objetivo es ver la respuesta en frecuencia del sistema completo usando el analizador de redes que hay en el laboratorio (Network Analyzer HP8720ES). En la figura 5.77 se muestra el experimento.



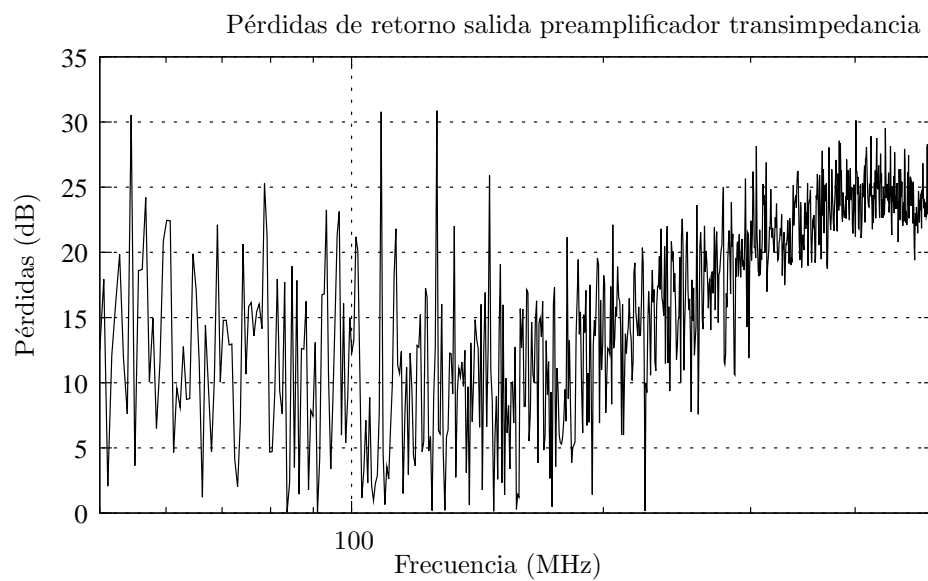
**Figura 5.77** Experimento con analizador de redes.

En el esquema de la figura 5.77 se muestra el experimento. El driver diferencial se conecta al láser FU-427SLD, el preamplificador amplifica la señal del fotodiodo FU-39PD. Para la alimentación del receptor se utiliza un filtro bias-T, como se describe en la sección anterior, para darle inmunidad al ruido de los cables de alimentación. El analizador de redes, Agilent - Hewlett Packard 8720ES, es un analizador de redes vectorial de dos puertos con una frecuencia base de 50 MHz y una frecuencia máxima de 20GHz. El experimento se realiza inyectando una señal sinusoidal en el rango de frecuencias de entre 50Mhz hasta los 500MHz. La figura 5.78 muestra la respuesta en frecuencia del sistema completo, la frecuencia de corte superior aparece en torno a los 180MHz. En todo momento la ganancia es negativa debido a que el analizador de redes no tiene en cuenta las pérdidas debidas al acoplo óptico que existe entre el transmisor y el receptor. La caída de ganancia que se produce en torno a los 200MHz es debida a los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida del sistema y a las imperfecciones de circuitos impresos, que añaden impedancias parásitas al sistema.



**Figura 5.78** Ancho de banda driver diferencial + amplificador transimpedancia

En la figura 5.79 observamos las pérdidas que se producen de ganancia que se producen en el sistema debido a la reflexión de señal que se produce entre la salida del receptor y el segundo canal del analizador de redes. Esta señal explica parte de la pérdida de ganancia que se observa en la gráfica anterior del ancho de banda.



**Figura 5.79** Pérdidas de retorno a la salida del receptor óptico.

# Capítulo 6

## Conclusiones generales

En este trabajo se ha realizado un estudio teórico de las limitaciones que ofrecen los circuitos de modulación de láseres semiconductores y amplificadores optoelectrónicos basados en transistores bipolares. Lo que ha permitido identificar los diseños electrónicos más adecuados, por sus características de ancho de banda, rapidez de respuesta en conmutación, estabilidad frente a los cambios de temperatura e inmunidad al ruido. También se ha realizado una introducción teórica de los dispositivos semiconductores que forman parte de los sistemas de comunicación optoelectrónicos, láser y fotodiodo.

Durante los montajes realizados en el laboratorio se ha observado la dificultad que existe al construir prototipos de transmisores y receptores óptoelectrónicos que funcionen a las frecuencias adecuadas para un sistema de comunicaciones ópticas, se han alcanzado velocidades de transmisión de entre 155Mbps - 300Mbps. Estas velocidades de transmisión están aún alejadas de las que demandan las comunicaciones en la actualidad y que ofrecen algunos dispositivos comerciales, por ejemplo el driver MAX3941 de Maxim puede modular un láser a 10Gbps en un rango de temperaturas que va de los  $-40^{\circ}\text{C}$  hasta  $85^{\circ}\text{C}$ . Gracias a la experiencia en el laboratorio se ha visto que las limitaciones que ofrecen los circuitos, en lo referente al ancho de banda, vienen impuestas principalmente por los parásitos que aparecen al realizar los montajes en circuitos impresos (los fabricantes de chips comerciales ofrecen diseños que eliminan más componentes discretos externos al chip a medida que las frecuencias de trabajo aumentan) y a la adaptación de impedancias entre circuitos e instrumentos de medida. Se ha observado que si complicaba el circuito, añadiendo más elementos discretos, para mejorar aspectos como minimizar las variaciones de tensión en los colecores de las fuentes de corriente, se obtenían peores resultados en lo referente a la respuesta en frecuencia. Añadir más componentes al circuito requiere de un cuidadoso diseño de la placa PCB, en los anexos de este proyecto se presentan algunas recomendaciones que deben seguirse en estos casos. Resumiendo las conclusiones de este párrafo podemos definir una metodología de diseño que debe seguirse a la hora de diseñar e implementar circuitos optoelectrónicos para comunicaciones:

- Elegir configuraciones diferenciales para diseñar drivers.
- Elegir amplificadores de transimpedancia para la etapa de preamplificador en el receptor.

- Uso de componentes de montaje superficial.
- Adaptar impedancias entre circuitos y aparatos de medida.
- Usar circuitos de acoplo adecuados entre el láser y el driver, para conseguir una buena adaptación de impedancias entre el driver y el láser.
- Limitar, en la medida de lo posible, el número de componentes discretos que se montan en la placa PCB.
- Prestar especial atención al diseño de la placa PCB, planos de masa, geometría de las líneas de transmisión, número de vías, etc. . .

## 6.1. Trabajo futuro

Mejorar los diseños del driver de modulación, minimizar el efecto Early en las fuentes de corriente de bias y de modulación. Como ya se ha visto en este trabajo las variaciones de tensión en el colector de las fuentes de corriente alteran su corriente de colector, lo que se traduce en variaciones de la potencia óptica de salida del láser. Mejorar y completar los diseños de los receptores, implementar segunda etapa de amplificación, recortadores de señal y circuitos recuperadores de reloj.

Completar los experimentos utilizando generadores de datos pseudoaleatorios, esto permitiría obtener lecturas del comportamiento de los diseños en condiciones más cercanas a la realidad. Además permitiría obtener nuevas medidas, como diagramas de ojo, cálculo de la tasa de error de bit, etc. . .

Estudiar sistemas alternativos de modulación con señales sinusoidales, en lugar de señales pulsantes, como por ejemplo FSK. Con este tipo de modulación podrían obtenerse velocidades de transmisión más elevadas, ya que se modularían frecuencias portadoras situadas un poco por encima de la frecuencia de corte del sistema completo. Este cambio requiere el rediseño de los drivers pero no el de los amplificadores de transimpedancia de la etapa receptora.

Extender el estudio en el que se ha centrado este proyecto hacia la caracterización de las fibras ópticas, para ver en la práctica las limitaciones que imponen e implementar soluciones para minimizar su efecto. También sería necesario profundizar en la caracterización dinámica de láseres semiconductores para obtener medidas de su ancho de banda.

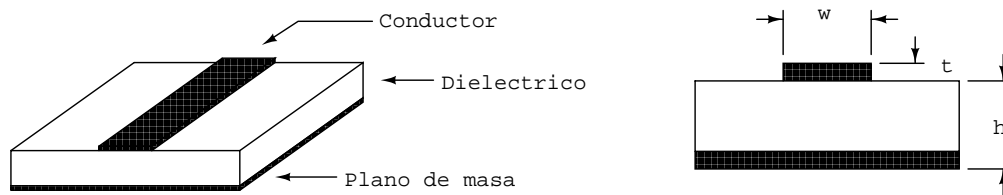
# Apéndice A

## Consideraciones generales para el diseño en Altas Frecuencias

### A.1. Importancia del diseño de los circuitos impresos

Cuando se empezó a implementar los primeros circuitos de drivers transmisores para la modulación digital de diodos láser, nos topamos con imprevistos que al principio eran incomprensibles. Los diseños que se llevaban a la práctica se basaban en la configuración diferencial, a base de transistores de AF (con frecuencias de transición del orden de GHz). Las frecuencias a las que se pretendía trabajar estaban muy por debajo de los límites que imponían los transistores, y también muy por debajo de los límites que imponía la configuración de transistores con los emisores acoplados. Al principio no se conseguía que los diseños prácticos superasen la frecuencia de trabajo de los 11Mhz. ¿Que imponía estos límites?. A base de experimentar con diferentes diseños nos dimos cuenta de que este límite venía impuesto únicamente por el diseño de la placa, en particular por la geometría de las líneas de transmisión.

Los circuitos impresos que normalmente se usan para la implementación de los diseños usan la configuración microstrip mostrada en la figura A.1.



**Figura A.1** Geometría microstrip.

Las dimensiones físicas de las líneas de transmisión en las placas de cobre afectan en gran medida a la impedancia que dichas líneas ofrecerán a la señal. De la ecuación (A.1) se obtiene un valor aproximado, para la geometría microstrip, de la impedancia que la línea de cobre presentará a la señal.

$$Z_o \simeq \frac{87}{(\epsilon_r + 1,41)^{1/2}} \ln \left( \frac{5,98h}{0,8w + t} \right) \quad (\text{A.1})$$

Por ejemplo para una placa de circuito impreso FR4 los parámetros para obtener una impedancia de  $Z_o = 50\Omega$  son:  $h = 1,6mm$ ,  $\epsilon_r = 4,55$ ,  $w = 2,9mm$  y  $t = 35\mu m$ .

A la hora de diseñar la placa de circuito impreso hay que tener cuidado en ir adaptando las impedancias por las diferentes partes del circuito para evitar reflexiones en la señal y otra serie de efectos indeseados.

Las líneas de transmisión han de rutarse en la parte opuesta al plano de masa (de nuevo, ver figura A.1). Dicho plano de masa debe presentar una impedancia muy pequeña a señales indeseadas, para ello ha de extenderse por la mayor parte posible del área opuesta a la cara que contiene los componentes y las líneas de transmisión de señal. Para aumentar aún más el área del plano de masa se puede extender por ambas caras del circuito impreso, aunque entremos en contradicción con lo dicho al principio de este párrafo, haciendo esto ya no tenemos una geometría puramente microstrip, obteniendo una mezcla entre ésta y la geometría coplanar (ver figura A.2). Se consigue así blindar las líneas de señal ante perturbaciones externas a la manera de los cables coaxiales.

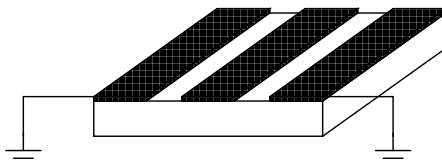


Figura A.2 Geometría coplanar.

Todos los componentes que se usan en el diseño son de tecnología SMD, los transistores, en particular, han de protegerse de las descargas electrostáticas a través de un manejo adecuado y de técnicas de masa (grounding techniques). Las hojas de características de los transistores de AF suelen traer esquemas de ejemplo de como deben montarse en placa de circuito impreso los circuitos de prueba para altas frecuencias y una guía para realizar un diseño adecuado: plano de masa en la cara opuesta a las líneas de transmisión y a los componentes, ancho adecuado de las pistas, eliminación (en la medida de lo posible) de vias en la placa, curvas en las líneas de transmisión, etc. . .

Cabe recalcar, de nuevo, que las conexiones y las propias líneas de transmisión de señal (datos) son altamente dependientes de la velocidad o frecuencia de ésta. Por ejemplo módulos con conexiones de datos ECL necesitan trazos de línea conformes a las prácticas de conexión ECL. Esto requerirá el uso de configuraciones de conexionado *microstrip* o *stripline* en la placa PCB.

Técnicas similares a las usadas en ECL se usarán en los circuitos TTL de alta velocidad, con tiempos de subida de sañal parecidos a ECL.

Los transmisores ópticos consumen, generalmente, más potencia que los circuitos integrados típicos, por tanto requieren trazos en la placa PCB adecuados. Este tipo de transistores (normalmente SMD) no requieren de elementos externos para la disipación del calor.

Se debe prestar especial atención al desacoplo y filtrado en la alimentación. Un filtro en  $\pi$  se recomienda para la alimentación, particularmente cuando trabajemos a altas frecuencias.

El plano de masa, como se ha dicho anteriormente, debe tener una muy baja

resistencia y baja inductancia. Es muy importante que todos los pines diseñados para ir a masa tengan caminos de muy baja impedancia hasta ella para que todo funcione correctamente. Como ya se ha dicho las conexiones de señal (datos) han de ser de geometría microstrip o stripline. La impedancia característica de las líneas de transmisión de cambiar adecuándose a las diferentes partes del circuito. Donde las líneas tengan longitudes significativas o partes del circuito estén conectadas por cables al exterior de la placa, las líneas de transmisión deben mantener la integridad de la señal.

Medio	Retardo(ps/in)	Constante Dieléctrica
PCB FR4 (trazo externo)	140-180	2,8-4,5
PCB FR4 (trazo interno)	180	4,5
PCB Alumina (trazo interno)	240-270	8-10

**Cuadro A.1** Retardo de propagación del campo electromagnético en diferentes medios.

### A.1.1. Efecto Capacitivo o capacidad mutua

Cuando dos circuitos están próximos, existe una capacidad mutua entre ambos. Tensiones o voltajes en un circuito crean campos eléctricos, y estos afectan al circuito próximo.

Todo par de circuitos interaccionan eléctricamente, con un coeficiente de interacción que decae rápidamente cuando se incrementa la distancia entre ellos. El coeficiente de la interacción eléctrica entre dos circuitos es llamado su capacidad mutua. La capacidad mutua es simplemente una capacidad parásita conectada entre al circuito A y el B. Una capacidad mutua  $C_M$  inyecta una corriente  $I_M$  en un circuito B proporcional a la razón de cambio del voltaje en el circuito A de acuerdo con:

$$I_M = C_M \frac{dV_A}{dt}$$

### A.1.2. Capacidad introducida por las vias

Toda via tiene una capacidad parásita a masa (asumiendo que la placa de circuito impreso tiene una configuración microstrip con un plano de masa). Las vias son físicamente estructuras pequeñas, su comportamiento es muy parecido al de los sistemas o circuitos agrupados (lumped systems or circuits). Podemos predecir, dentro de un orden de magnitud, la capacidad parásita de una via ver (A.2).

$$C = \frac{1,41\epsilon_r T D_1}{D_2 - D_1} \quad (\text{A.2})$$

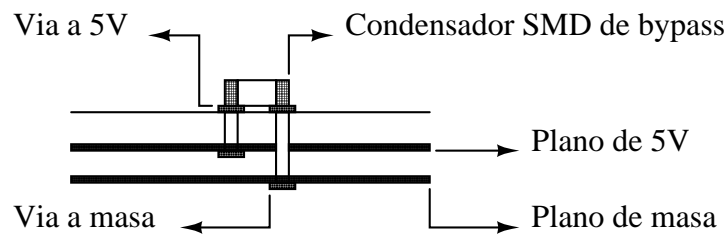
donde  $D_2$ , es el diámetro del espacio libre que rodea el pad de la vía en el plano de masa (in);  $D_1$ , es el diámetro de la isleta o pad que rodea la vía (in);  $T$ , es el grosor de la plancha de cobre de la placa (in);  $\epsilon_r$ , es la permeabilidad eléctrica relativa del material de la placa;  $C$ , capacidad parásita de la vía.

### A.1.3. Inductancia o efecto bobina en las vías

La inductancia parásita que aparece en las vías es más importante que la capacidad, en cuanto a diseños digitales de AF se refiere. Toda vía tiene una inductancia parásita en serie. Las vías han de ser físicamente estructuras muy pequeñas, su comportamiento es muy parecido al de un sistema agrupado. El principal efecto de una inductancia en serie con la vía es el de degradar el efecto del condensador de bypass en la alimentación. Esto puede frustrar o destruir por entero la estrategia de filtrado (por condensador en la alimentación).

El propósito del condensador de bypass, o filtrado en los pines de alimentación, es cortocircuitar entre sí, a altas frecuencias, los dos planos de alimentación.

En la figura A.3 se muestra un ejemplo en el que aparece un condensador SMD soldado a la superficie conectado a los dos planos de alimentación por un par de vías.



**Figura A.3** Vías para conectar el condensador de bypass en un circuito integrado.

Si imaginamos que hay mas componentes soldados al circuito de la figura A.3, es de suponer que verán una impedancia cero a altas frecuencias justamente en el punto donde se encuentra el condensador de bypass. Pero en la práctica esto no sucede. La impedancia que aparece en cada una de las vías usadas para conectar el condensador a los planos de alimentación introduce una pequeña, pero no despreciable, inductancia. La magnitud de esta inductancia viene dada, de forma aproximada, por la siguiente expresión:

$$L = 5,08h \left[ \ln \left( \frac{4h}{d} \right) + 1 \right] \quad (\text{A.3})$$

donde  $L$ , es la inductancia de la vía (nH);  $h$ , la longitud de la vía (in);  $d$ , se refiere al diámetro de la vía.

Como en la ecuación de la vía aparece un logaritmo, cambiando el diámetro de la vía obtenemos una influencia muy pequeña en la inductancia a ella asociada. Por otro lado, un cambio en la longitud de la vía sí que introduce en gran cambio en el valor de la inductancia parásita.

El condensador de la figura A.3 conectado en un extremo, por una vía, al plano de masa y por el otro extremo, con otra vía, al plano de alimentación, dobla el impacto de la inductancia de la vía. Estos efectos pueden reducirse colocando el condensador de bypass en una cara de la placa cerca de los planos de masa y alimentación. Cualquier trazo o pista cableado entre los pads del condensador de bypass añade más inductancia parásita, estos trazos, en caso de no poder evitarse, han de tener un grueso extra.



Es posible conseguir una impedancia muy baja entre los planos de masa y alimentación usando múltiples condensadores de bypass, hay que suponer que debido a la gran superficie de los planos de masa y alimentación su impedancia es muy pequeña, sólo debemos preocuparnos de la inductancia de nuestros condensadores de bypass, sus trazos asociados y las vías.

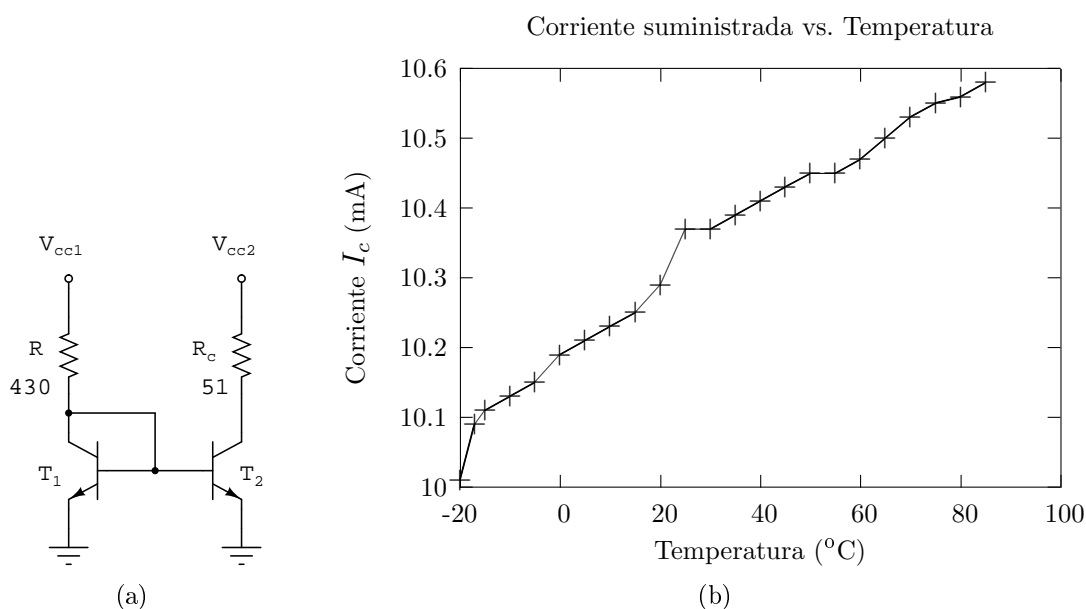


## Apéndice B

# Diseño Fuentes de corriente para el transmisor

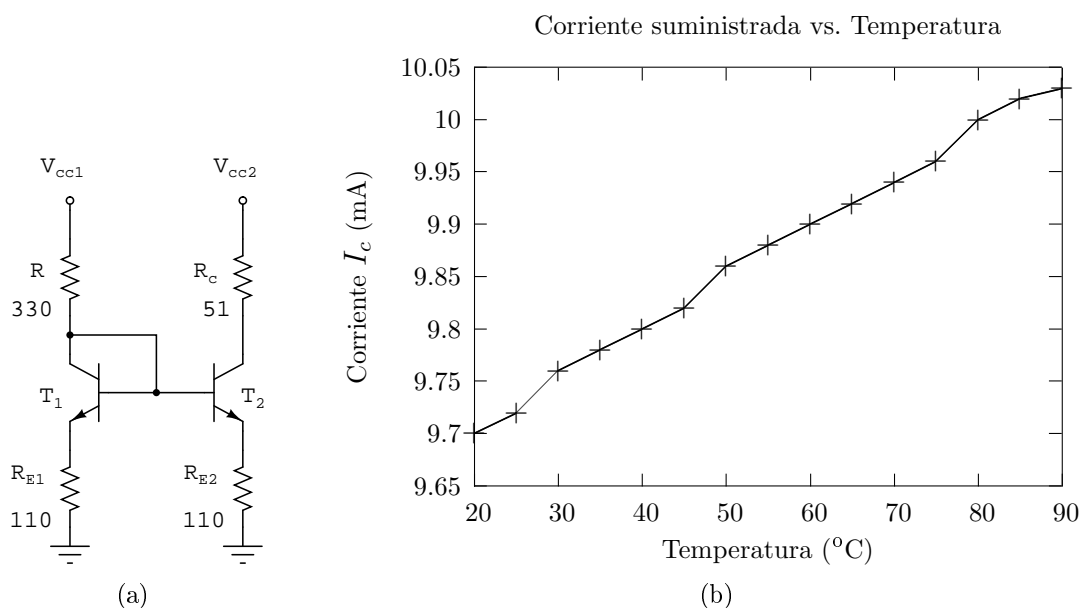
### B.1. Influencia de la temperatura en espejos de corriente

Para ver como se comportan las configuraciones en espejo de corriente, usadas para proporcionar las corrientes de modulación en los drivers, ante las variaciones de temperatura, se metieron dos diseños en la cámara térmica que hay en el laboratorio y se obtuvieron los resultados que se muestran en las figuras B.1(b) y B.2(b).



**Figura B.1** Espejo de corriente (a) y su comportamiento en la cámara (b).

En estas figuras podemos ver que la variación de corriente entre los 20°C y los 85 – 90°C es de aproximadamente 0,3mA en ambos casos (fuente de corriente con resistencia de emisor y sin ella). Por tanto nos da igual implementar cualquiera de las dos como generadoras de las corrientes de modulación en los drivers. Esta variación en las corrientes en función de la temperatura de trabajo es debida a que



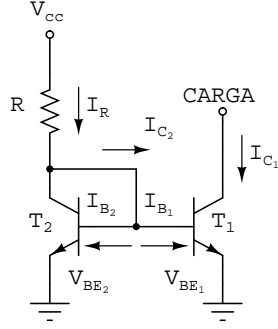
**Figura B.2** Espejo de corriente (a) y su comportamiento en la cámara (b).

los transistores no son idénticos y por tanto sus tensiones de base-emisor no varían de la misma forma con la temperatura, por otro lado, la  $\beta_F$  de cada transistor también será diferente, lo que implica que las relaciones dadas en las ecuaciones (B.4) y (B.10) (ver *Cálculo de las corrientes de polarización* en la siguiente sección de este mismo apéndice) no se cumplirán, teniendo la  $\beta_F$  de cada transistor una influencia más significativa en el comportamiento del espejo de corriente.

Por lo tanto si queremos construir un driver cuyas corrientes de modulación no varíen en función de la temperatura de trabajo, tendremos que usar espejos de corriente formados por transistores idénticos. Para tal fin se eligió el modelo BCV61 que contiene, en el mismo integrado, dos transistores idénticos sobre el mismo sustrato (ver hojas de características), además tiene encapsulado SMD que es el más adecuado para diseño de alta frecuencia.

## B.2. Cálculo de las corrientes de polarización

Para conseguir una corriente relativamente constante ante variaciones de temperatura y, para que las expresiones que usaremos a continuación se correspondan, lo más posible, a la realidad se hizo necesario usar un espejo de corriente formado por dos transistores idénticos integrados en el mismo chip. Con esto conseguimos que la influencia de la temperatura sea idéntica en los transistores que forman el espejo de corriente, es decir,  $\beta_F$  y  $V_{BE}$  variarán de la misma forma en ambos, o dicho de otra forma, los dos transistores se seguirán. Para este propósito se usó el integrado BCV61 con encapsulado SMD.



**Figura B.3** Espejo de Corriente. Ambos transistores son idénticos, debido a que están sobre el mismo sustrato en el encapsulado del BCV61.

### B.2.1. Espejo de corriente

En la figura B.3 aparece el esquema de una configuración básica en espejo de corriente que es la que usaremos como referencia para los siguientes cálculos.

Como ambos transistores son exactamente iguales podemos expresar las corrientes de colector  $I_{C1}$  e  $I_{C2}$  como:

$$I_{C1} = \alpha_1 I_{ES} e^{\frac{V_{BE1}}{V_T}} \quad (B.1)$$

$$I_{C2} = \alpha_2 I_{ES} e^{\frac{V_{BE2}}{V_T}}$$

por otra parte  $V_{BE1} = V_{BE2} = V_{BE}$ , también son idénticas las corrientes  $I_{C1} = I_{C2} = I_C$  ya que las corrientes de base también lo son  $I_{B1} = I_{B2} = I_B$ , las betas de ambos transistores se siguen y son idénticas  $\beta_{F1} = \beta_{F2} = \beta_F$ . Al decir que se siguen queremos decir que varían de igual forma y con el mismo incremento ante los cambios de temperatura.

Por otro lado la corriente que fluye a través de la resistencia  $R$  se expresa como:

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (B.2)$$

esta corriente al llegar al primer nudo se fragmenta en:

$$I_R = I_{C2} + I_{B1} + I_{B2} = I_C + 2I_B \quad (B.3)$$

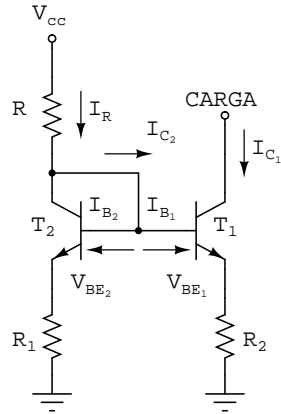
La corriente que fluye por la carga será (según la expresión anterior):

$$I_C = I_R - 2I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} - 2\frac{I_C}{\beta_F} \quad (B.4)$$

El término  $2\frac{I_C}{\beta_F}$  puede despreciarse siendo, por tanto, la corriente que circula por la carga exactamente igual a la que circula por la resistencia  $R$ :

$$I_C \simeq I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \quad (B.5)$$

Analizando el resultado obtenido, nos damos cuenta de que la corriente que fluye por la carga es totalmente independiente de  $\beta_F$  y, por tanto, de las variaciones de ésta en función de la temperatura



**Figura B.4** Espejo de Corriente con resistencias de emisor. Como antes, ambos transistores son idénticos, debido a que están sobre el mismo sustrato en el encapsulado del BCV61. Si  $R_1 = R_2$  funciona como un *espejo*, con  $R_1 > R_2$  se comporta como una Widlar.

### B.2.2. Espejo de corriente con resistencia de emisor

Basándonos en las pruebas a las que se sometieron en la cámara de temperatura las dos configuraciones de fuentes en espejo vistas en las figuras B.1(a) y B.2(a), se decidió usar, para generar las corrientes de modulación del nuevo driver, la configuración con resistencia en el emisor ya que la variación de corriente con la temperatura fue ligeramente menor.

La expresión para la corriente que entrega esta configuración es muy similar a la anterior configuración, para simplificar, y porque queremos que se comporte como un espejo, fijaremos que  $R_1 = R_2$  (ver figura B.4). Estamos en el mismo caso que antes, para implementar esta fuente usaremos dos transistores exactamente iguales integrados en el mismo encapsulado, por tanto se cumple (B.1). De (B.1) obtenemos de inmediato esta relación:

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} \quad (\text{B.6})$$

Sumando tensiones en la malla de abajo del circuito de la figura B.4 obtenemos:

$$V_{BE2} - V_{BE1} = (I_{C1} + I_{B1})R_1 - (I_{C2} + I_{B2})R_2 \quad (\text{B.7})$$

Como, al igual que en el caso anterior, ambos transistores son idénticos y además se siguen ( $\beta_{F1} = \beta_{F2} = \beta_F$ , etc...), podemos obtener la relación

$$V_{BE2} - V_{BE1} = V_T \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \quad (\text{B.8})$$

Igualando (B.7) y (B.8) se tiene

$$\frac{V_T}{1 + \frac{1}{\beta_F}} \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} = I_{C1}R_1 - I_{C2}R_2 \quad (\text{B.9})$$

La suma de corrientes en el nudo del colector de  $T_2$  es

$$I_R = I_{C2} + I_{B2} + I_{B1} = I_{C2} \left( 1 + \frac{1}{\beta_F} \right) + \frac{I_{C1}}{\beta_F} \quad (\text{B.10})$$

Por otro lado la corriente  $I_R$  viene fijada por

$$I_R = \frac{V_{CC} - V_{BE2} - I_{C2} \left( 1 + \frac{1}{\beta_F} \right) R_2}{R} \quad (\text{B.11})$$

Igualando (B.10) y (B.11) tenemos

$$I_{C_2} = \frac{V_{CC} - V_{BE_2}}{R + R_2} \quad (\text{B.12})$$

Si queremos que la configuración se comporte como un *espejo de corriente* debemos hacer que  $R_1 = R_2 = R_E$

$$\begin{aligned} (I_{C_1} - I_{C_2})R_E &= \frac{V_T}{1 + \frac{1}{\beta_F}} \ln \frac{I_{C_2}}{I_{C_1}} \\ I_{C_2} &= \frac{V_{CC} - V_{BE_2}}{R + R_E} \end{aligned} \quad (\text{B.13})$$





# Apéndice C

## Presupuesto

En la tabla de la figura C.1 se muestra una estimación de horas dedicadas a este trabajo, la estimación se divide en tareas. Teniendo en cuenta que este trabajo ha tenido una duración aproximada de 6 meses, que se ha trabajado 8 horas cada día y 22 días cada mes, hacen un total de 1056 horas de trabajo.

Tareas realizadas	Horas de trabajo
Estudio teórico	80
Trabajos en laboratorio	936
Elaboración del documento	40
<b>Total</b>	<b>1056</b>

**Cuadro C.1** Horas dedicadas a cada tarea.

Considerando que todo el trabajo ha sido realizado por un Ingeniero Técnico Industrial cuyo salario bruto, incluyendo costes de cotización al régimen general de la seguridad social a cargo de la empresa, se puede aproximar a unos 60 €/hora. Obtenemos el coste total de horas de trabajo en la tabla C.2.

Coste personal (1056 horas x 60 €/hora)	63360 €
Uso de equipos y compra de material	10000 €
<b>Coste total (sin I.V.A.)</b>	<b>73360 €</b>

**Cuadro C.2** Estimación del coste total del proyecto.



# Bibliografía

- [1] R. Ramaswami, K.N. Sivarajan, and G.H. Sasaki. *Optical Networks: A Practical Perspective*. The Morgan Kaufmann series in networking. Morgan Kaufmann, 2009.
- [2] Rodney S. Tucker. High-speed modulation of semiconductor lasers. *Journal of Lightwave technology*, LT-3(6), diciembre 1985.
- [3] John M. Senior. *Optical Fiber Communications*. Prentice Hall, 1992.
- [4] Diana Patricia Pabón Taco. *Diseño de una red de acceso GPON para proveer servicios Triple Paly (TV, internet y Telefonía) en el sector de La Carolina a través de la Red del Grupo TVCable*, enero 2009. Proyecto previo a la obtención del título de ingeniero en electrónica y de redes de información.
- [5] Angela Leung, P. Mohana Shankar, and Raj Mutharasan. *A review of fiber-optic biosensors*. Department of Electrical and Computer Engineering, Drexel University, Philadelphia, PA 19104, United States, march 2007.
- [6] Govind P. Agrawal. Nonlinear science at the dawn of the 21st century. *Springer-Verlag Berlin Heidelberg*, pages 195–211, 2000.
- [7] S.C. Jeffrey Lee, Florian Breyer, Sebastian Randel, Henrie P.A. Van Den Boom, and Antonius M.J. Koonen. High-speed transmission over multimode fiber using discrete multitone modulation. *Journal of Optical Networking*, 7(2):183–196, february 2008.
- [8] Alireza Tarighat, Rick C.J. Hsu, Akhil Shah, Ali H. Sayed, and Bahram Jalali. *Fundamentals and Challenges of Optical Multiple-Input Multiple-Output Multimode Fiber Links*. University of California at Los Angeles, may 2007.
- [9] Mahdiah B. Shemirani and Joseph M. Kahn. Higher-order modal dispersion in graded-index multimode fiber. *Journal of Lightwave Technology*, 27(23), december 2009.
- [10] M. Kovacevic and A. Djordjevich. Temperature dependence analysis of mode dispersion in step-index polymer optical fibers. *Acta Physica Polonica*, 116(4), 2009.
- [11] Max Born and Emil Wolf. *Principle of Optics*. Cambridge: Cambridge University Press, october 1999.
- [12] L.J. Wang, A. Kuzmich, and A. Dogariu. Gain-assisted superluminal light propagation. *Nature*, (406):277, 2000.

- [13] Léon Brillouin. Wave propagation and group velocity. *Academic Press: San Diego*, 1960. See esp. Ch. 2 by A. Sommerfeld.
- [14] M.D. Stenner, D.J. Gauthier, and Neifeld M.A. The speed of information in a 'fast-light' optical medium. *Nature*, (425):695, 2003.
- [15] H. Sunnerud. A comparison between different pmd compensation techniques. *Journal of Lightwave Technology*, 20(3):368–378, march 2002.
- [16] J.P. Gordon. Pmd fundamentals: Polarization mode dispersion in optical bers. *PNAS*, 97(9):4541–4550, april 2000.
- [17] H. Kogelnik, R.M. Jopson, and L.E. Nelson. *Polarization mode dispersion, in Optical Fiber Telecommunications IVB Systems and Impairments*. Academic, 2002. I.P. Kaminow and T. Li.
- [18] Ariel Leiva L. Marco Tarifeño G. Ricardo Olivares V. Efectos de la dispersión por modo de polarización (pmd) en la propagación de pulsos a través de fibras ópticas. *Ingeniare. Revista chilena de ingeniería*, 15(3):336–343, 2007.
- [19] J.P. Elbers. Modelling of polarization mode dispersion in singlemode fibers. *Electronics Letters*, 33(22):1894–1895, october 1997.
- [20] G. Van Wiggeren. Transmission of linearly polarized light through a single-mode ber with random uctuations of birefringence. *Applied Optics*, 38(18):3888–3892, june 1999.
- [21] P. Weinberger. John kerr and his effects found in 1877 and 1878. *Philosophical Magazine Letters*, pages 1–11, october 2008.
- [22] G. P. Agrawal. Properties of glass and rare-earth doped glasses for optical fibers. *IEE, Stevenage, U.K.*, 1998. D. Hewak, Ed.
- [23] Victor H. Aristizabal. *Micro-Structured fiber for Chromatic Dispersion Compensation in Optic Communication Systems*. Escuela de Física, Universidad Nacional de Colombia Medellín, august 2009. notevharisti@unal.edu.co.
- [24] Dietrich Marcuse and Curtis R. Menyuk. Simulation of single-channel optical systems at 100Gbps. *Journal Of Lightwave Technology*, 17(4), april 1999.
- [25] Tao rong Gong, Feng ping Yan, et al. Demonstration of single channel 160Gbps OTDM 100 km transmission system. *Elsevier B. V.*, may 2009. Institute of Light wave Technology and Jiaotong University, Beijing, China.
- [26] David J. Geisler, Nicolas K. Fontaine, Ryan P. Scott, Tingting He, Jonathan P. Heritage, and S.J.B. Yoo. Single channel, 200Gbps, chromatic dispersion precompensated 100 km transmission using an optical arbitrary waveform generation based optical transmitter. 2010. Department of Electrical and Computer Engineering, University of California, Davis, 95616.
- [27] Harry J. R. Dutton. *Understanding Optical Communications*. International Technical Support Organization. IBM Corporation, september 1998.

- [28] Rajiv Ramaswami. Optical fiber communication: From transmission to networking. *IEEE Communications Magazine*, may 2002. 50th Aniversary Commemorative Issue.
- [29] A.M. Hamad and A.E Kamal. Optical amplifiers placement in wdm mesh networks for optical multicasting service support. *Optical Communications and Networking, IEEE/OSA*, 1(1):85–102, june 2009.
- [30] A.M. Hamad and A.E Kamal. *Efficient Power-Aware Network Provisioning for All-Optical Multicasting in WDM Mesh Networks*. IEEE GLOBECOM, december 2008. Global Telecommunications Conference.
- [31] Maxim. *Optical Modulation Amplitude (OMA) and Extinction Ratio*, april 2008. Application Note HFAN-02.2.2.
- [32] Martin Pauer, Peter J. Winzer, and Walter R. Leeb. Bit error probability reduction in direct detection optical receivers using rz coding. *Journal Of Lightwave Technology*, 19(9), september 2001.
- [33] Alexander W. Fang, Brian R. Koch, Richard Jones, Erica Lively, Di Liang, Ying-Hao Kuo, and John E. Bowers. A distributed bragg reflector silicon evanescent laser. *IEEE Photonics Technology Letters*, 20(20), october 2008.
- [34] Maxim. *Interfacing Maxim Laser Drivers with Laser Diodes*, mayo 2000. Notas de aplicación Hfan-2.0.
- [35] Mitsubishi Electric. *Mitsubishi Optoelectronics Optical Semiconductor Devices and Optical-fiber Components*, 1996.
- [36] Maxim. *622Mbps LAN/WAN Laser Driver with Automatic Power Control and Safety Shutdown*. 19-1249, Rev 0b; 10/97.
- [37] Howard W. Johnson and Martin Graham. *High-Speed Digital Design*. Prentice Hall, Inc., 1993.